7|8

Sped. in Abb. Postale - Gr. IV

IN QUESTO NUMERO:

Oscillografo "EICO" Mod. 425

Nuvistor

Il Telstar

I lettori ci scrivono

HELLESENS

12

GBC

1962

G-B-C

electronica

selezione di tecnica radio-tv

In copertina: Composizione grafica di materiale elettronico.

SOMMARIO

Direzione Redazione: Largo Richini, 4 - Milano.

Aut. alla Pubblicaz. Tribunale di Milano N. 4261 dell'1-3-57.

Grafiche IGIESSE - Milano.

Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero: MESSAGGERIE ITALIANE Via P. Lomazzo, 52 MILANO - Tel. 33 20 41

Rivista bimestrale illustrata, per la divulgazione dell'elettronica, della Radio e della TV - Direttore responsabile: CESARE DALMASO - Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo IV. - Prezzo della Rivista L. 300, numero arretrato L. 600 - Abbonamento annuo L. 1500 - per l'Estero L. 3000.
I versamenti dell'importo dell'abbonamento annuo, o di numeri arretrati, vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Largo Richini, 4 - Milano.
Essi possono essere effettuati mediante emissione di assegno bancario, cartolina vaglia o utilizzando il C/C postale numero 3/40678.
Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

il "Telstar"

Pleumeur - Bodon, notte del 13 luglio 1962. Nella stazione radar tecnici e giornalisti francesi, italiani e olandesi guardano con ansia lo schermo di un televisore acceso; i lineamenti dei presenti sono tirati, le mani rivelano con un leggero tremito il loro stato di eccitazione, i cronometri vengono tenuti continuamente sott'occhio.

Ore 0,47.

Sullo schermo appaiono improvvisamente delle immagini, l'ansia trattenuta esplode improvvisa; urla, grida, strette di mano, il miracolo si è compiuto, l'Atlantico è vinto, il primo collegamento audio-visivo tra America ed Europa è divenuto realtà.

Il satellite, costruito nei laboratori dell'American Telegraph and Telefone Co., e messo in orbita dalla N.A.S.A. da Capo Canaveral a mezzo di un razzo vettore " Thor Delta ", ha tradotto in realtà ciò che fino a poco tempo fa era ritenuto più un'avventura di fantascienza che una possibilità umana.

Automaticamente, per associazione d'idee, la nostra mente compie un balzo indietro nel tempo, e ritorna agli inizi del secolo attuale, a Signal Hill sull'Isola di Terranova, dove il 12 dicembre 1901, venne ricevuto il primo segnale radio transatlantico trasmesso dalla Stazione inglese di Poldhu in Inghilterra da un italiano che pochi allora conoscevano, un certo Guglielmo Marconi.

12 dicembre 1901 - 13 luglio 1962, poco più di sessantuno anni fa.

Ed ora? si chiede l'uomo della strada, potremo ricevere in continuazione la TV americana?

Beh! le cose non stanno esattamente a questo modo, un solo " Telstar " non è sufficiente per realizzare un tale programma, esso è tutt'al più sufficiente per inviarci, ad ogni suo passaggio, una trasmissione della durata media di poco più di un quarto d'ora.

Infatti, il tratto per noi utile del suo percorso, è quello durante il quale esso è " visibile " tanto alla stazione trasmittente, quanto a quella ricevente. Per ricevere quindi con continuità i programmi trasmessi, molti dovranno essere ancora i satelliti da mettere in orbita.

C'è chi propende per un minimo di tre, tra loro equidistanti orbitanti ad oltre 30.000 km d'altezza, e chi invece ritiene preferibile servirsi di più satelliti posti ad una distanza inferiore; il prossimo avvenire ci dirà quale metodo sarà ritenuto il migliore.

Intanto intorno alle rose... s'intravvedono già... le spine.

L'Unione Sovietica, che in questo campo non intende restare seconda a nessuno, ha già fatto conoscere che sta affilando le sue armi.

Infatti, secondo il senatore americano W. Benton, ritornato di recente da un viaggio in Russia, il prof. Karlamov, presidente della Commissione Statale per la Radio e la Televisione, avrebbe detto che i tecnici Russi sarebbero in procinto di lanciare quattro " Sputnik " costruiti espressamente per la ricezione, l'amplificazione e la successiva ritrasmissione di segnali in arrivo dalla Terra, essi dovrebbero servire per trasmettere immagini e discorsi a tutti gli Stati d'oltrecortina.

E allora, la " mondovisione " porterà ad una maggior comprensione tra i popoli o ad un acutizzarsi della lotta ideologica che li divide?

Buon Telstar, molte delle nostre migliori speranze sono riposte in te.

TRASMETTITORE a Transistor per radiocomando a tre canali 27,12 MHz

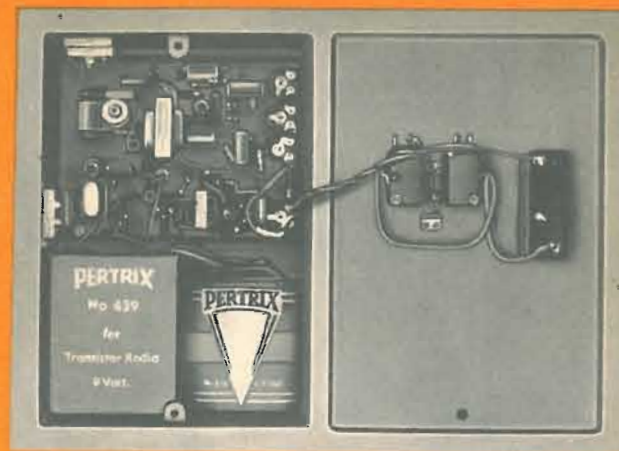



Fig. 1 - Veduta d'insieme del trasmettitore aperto.

L'introduzione di nuovi transistor per alta frequenza ha dato l'avvio alla costruzione di piccoli trasmettitori per radiocomando fino ad oggi equipaggiati esclusivamente con valvole. Questi trasmettitori beneficeranno pertanto di tutti i vantaggi offerti dall'impiego dei transistor e cioè avranno dimensioni ridotte, minor consumo delle batterie, maggiore leggerezza e manovrabilità, possibilità di montaggio in circuito stampato ecc.

In fig. 2 indichiamo lo schema elettrico del trasmettitore. Un primo sguardo ci consente di individuare facilmente in alto, la sezione di radiofrequenza costituita da due transistor e precisamente T1 funzionante come **oscillatore** e T2 come **modulatore.** In basso, a sinistra, è facilmente riconoscibile l'oscillatore RC per i tre segnali di audiofrequenza mentre a destra si trova il transitor T5 che pilota lo **stadio finale in push-pull.** Il segnale presente ai capi del secondario del trasformatore di uscita viene successivamente portato allo stadio modulatore.

L'oscillatore è equipaggiato con il transistor T1 (OC 170) montato in un circuito con emettitore comune.

Questo tipo di montaggio non è molto adatto per il funzionamento a frequenze elevate (si preferisce infatti il circuito con base comune), ciononostante si è riscontrato in pratica che, alla frequenza di 27,12 MHz, l'oscillazione di radio frequenza possiede una discreta ampiezza. L'oscillatore è stabilizzato a quarzo inserito tra base e collettore del transitor T1. Il resto del circuito dell'oscillatore è in tutto convenzionale.

Lo stadio modulatore è equipaggiato con il transistor T2 (ASZ 21) montato in un circuito con base comune. Il segnale dell'oscillatore viene trasferito sulla base di T2 dal trasformatore L1-L2.

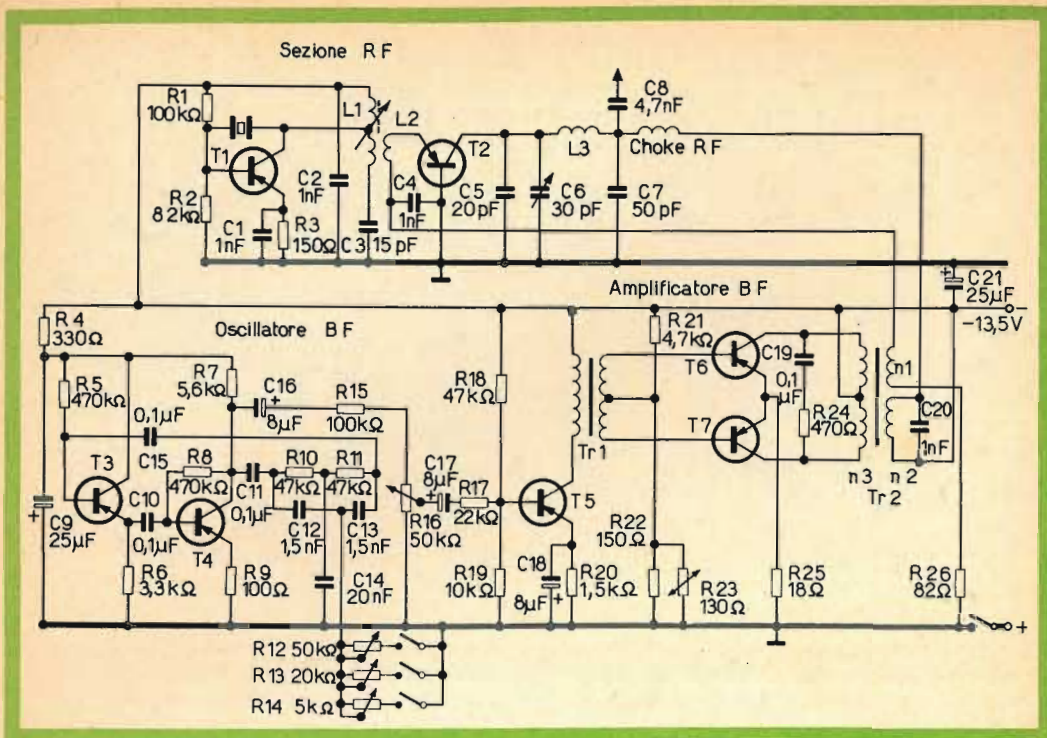



Fig. 2 - Schema eletttrico del trasmettitore.

Dallo stadio modulatore il segnale di radiofrequenza modulato perviene all'antenna attraverso un normale filtro a π e successivamente viene accoppiato all'antenna mediante il condensatore C8.

Il condensatore C7 del filtro a π è fisso mentre è variabile il condensatore C6.

La tensione a frequenza audio viene prodotta da un oscillatore RC equipaggiato con due transistor, T3, T4 (OC 71) montati in un circuito a doppio T. Questo tipo di oscillatore richiede l'impiego di due transistor ma ha il vantaggio di consentire facilmente un'ampia variazione della frequenza dell'oscillatore RC. Per far ciò, basta soltanto cambiare il valore dei condensatori C12, C13, C14. Sperimentalmente si è trovato che per poter variare la frequenza audio entro una banda di frequenze molto ristretta C12 deve avere lo stesso valore di C13 e C14 deve avere un valore doppio di C12. Nel nostro caso particolare, desiderandosi una gamma di frequenze audio più estesa è stato scelto C14 = 10 x C12.

Per i valori esatti da assegnare a questi condensatori si confronti la tabella indicata a pag. 521. La stabilità delle frequenze audio prodotte da questo generatore è buona, e in ogni caso, è sufficiente qualora vengano impiegati dalla parte del ricevitore buoni circuiti selettivi LC.

I tre potenziometri R12, R13, R14 consentono di scegliere e tarare esattamente i valori di frequenze audio comprese fra 1060 e 2200 Hz. Il segnale audio proveniente dal generatore RCC viene amplificato dal transistor T5 (OC 71) che pilota lo stadio finale in push-pull equipaggiato con una coppia di transistor OC 74. La

polarizzazione dello stadio pilota e dello stadio finale in push-pull è in tutto convenzionale come del tutto normale è il circuito di stabilizzazione di questi due stadi. Il secondario del trasformatore di uscita in push-pull risulta formato da due avvolgimenti in quanto il segnale audio quivi presente deve essere portato contemporaneamente sul collettore e sull'emettitore del transistor modulatore di radiofrequenza (T2). Si è dovuto modulare di emettitore e di collettore il transistor T2 poichè, come risulta dalla curva caratteristica $I_C = f(V_{CE})$ del transistor, variando anche notevolmente la tensione di collettore non si ottiene una adeguata variazione nella corrente di collettore a meno che la variazione della tensione di collettore non avvenga al di sotto del ginocchio della curva stessa (tratto della curva caratteristica normalmente inutilizzabile). Mentre sappiamo che una variazione della corrente di emettitore provoca sempre una notevole variazione della corrente di collettore ed è per questo motivo che il segnale audio viene portato anche su questo elettrodo del transistor.

Come risulta dalla curva caratteristica $I_C = f(I_E)$, la dipendenza tra queste due correnti è pressochè lineare. Pertanto, il segnale presente ai capi dell'avvolgimento n2 del trasformatore di uscita modula la tensione di collettore mentre quello presente ai capi dell'avvolgimento n1 modula la corrente di emettitore e quindi anche la corrente di collettore. Si realizza in definitiva un tipo di modulazione corrispondente alla modulazione di anodo delle valvole.

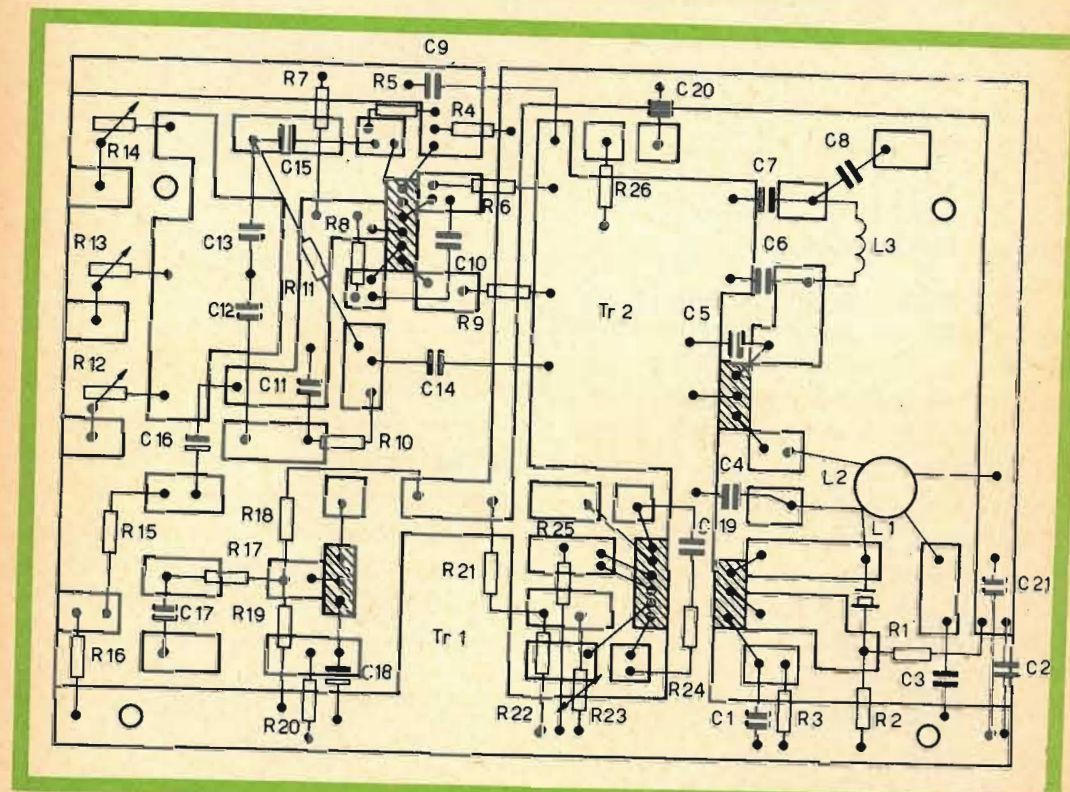



Fig. 3 - Piastra del circuito stampato dove viene indicata la disposizione dei vari componenti.

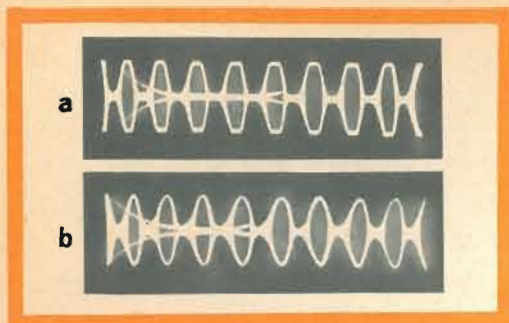



Fig. 4 - Oscillogrammi per il controllo della profondità di modulazione: in a) 100 % di modulazione, in b) sovramodulazione e relativa forma d'onda trapezoidale.

La profondità di modulazione viene regolata dal potenziometro R16. Anche con una muodulazione del 100 % il segnale audio rimane sinusoidale (fig. 4a) mentre con un tasso di modulazione maggiore il segnale assume una forma trapezoidale (fig. 4b). In certe condizioni può essere vantaggiosa anche la modulazione trapezoidale in quanto consente di irradiare una maggiore potenza.

Realizzazione meccanica

Il circuito elettrico del trasmettitore può essere realizzato su pannello stampato di dimensioni di 90 x 122 mm (fig. 3) ed i transistor possono essere montati su opportuni supporti. Il disegno del circuito stampato e indicato in fig. 3. Per la disposizione dei vari elementi consigliamo di attenersi a quella già indicata nel pannello stampato di fig. 3, in quanto è stata studiata nell'intento di realizzare il minimo ingombro. Ovviamente, ogni altra disposizione è possibile e questa può essere resa necessaria qualora non siano reperibili elementi (resistenze, condensatori, trasformatori, potenziometri) delle dimensioni indicate. Tutti gli elementi del circuito sono di comune impiego, soltanto il trasformatore di modulazione TR2 dovrà essere autocostruito. Nella costruzione del trasformatore si effettuerà per primo l'avvolgimento n1 a cui si farà seguire l'avvolgimento n2 e si terminerà con l'avvolgimento bifilare n3. Siccome le tensioni in gioco sono basse, per l'isolamento dei vari strati si può impiegare un sottile foglio di carta oleata. I dati tecnici completi per la costruzione di questo trasformatore vengono forniti più avanti.

Il pannello del circuito stampato completo di tutti gli elementi viene fissato con 4 viti e 4 distanziatori da 10 mm sul fondo di una scatola metallica di dimensioni 126 x 186 x 65 mm. Sul coperchio metallico della scatola viene fissata una piastrina di trolitul dove si trova la presa per l'antenna; sempre su questo coperchio vengono fissati anche i tre interruttori unipolari che servono per l'inserzione dei tre canali audio. Possono essere impiegate 2 batterie, una da 9 V e l'altra da 4,5 V collegate in serie. Con un consumo di corrente di 35 ÷ 40 mA e funzionamento intermittente di 1 ora al giorno, queste batterie possono durare circa 70 ore.

L'antenna

La migliore irradiazione di un segnale di radiofrequenza si ottiene impiegando un'antenna di lunghezza corrispondente a $\lambda/4$; nel nostro caso, per la frequenza di 27,12 MHz, essa dovrebbe avere una lunghezza di 2,62 m. Una siffatta antenna risulterebbe poco maneggevole in un trasmettitore portatile. La soluzione migliore è offerta dal tipo di antenna cosidetta « LCL » con carico al centro che attualmente è la più usata per impieghi di radiocomando. Si può costruire in questa

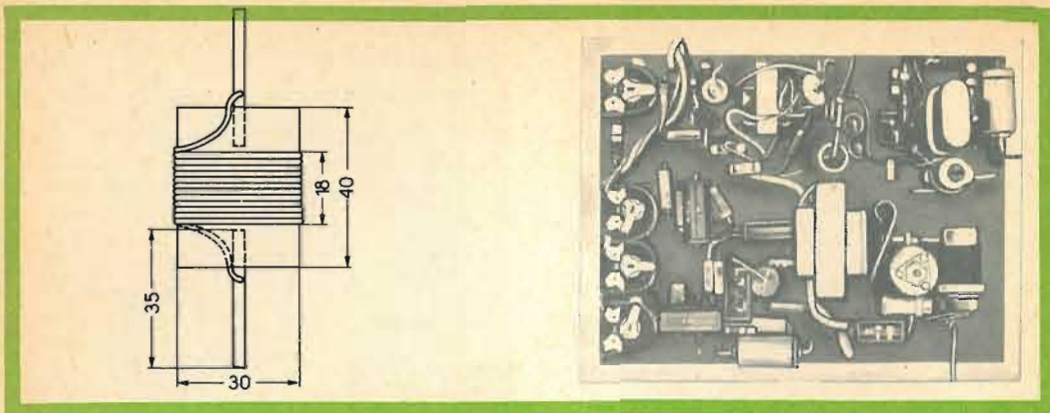



Fig. 5 - Parte centrale dell'antenna CLC; la bobina ha 11 spire formate con filo di rame smaltato del diametro di 1,2 mm.

Fig. 6 - Trasmettitore visto dal di sopra.

maniera. Si prende un tubo di ottone lungo 50 cm con diametro esterno di 4 mm; alla estremità inferiore viene saldato uno spinotto di 4 mm di diametro. La parte centrale dell'antenna è formata da una bobina i cui terminali vengono saldati a due tubicini corti (3 mm di diametro) isolati tra di loro. La parte superiore è formata da un tubo di alluminio lungo 50 cm con diametro di 4 mm. I due tubicini della bobina centrale fungono da spinotti terminali della bobina stessa e vengono innestati all'estremità dei due tubi sopradetti. Qualora questi tre elementi non risultassero fissati in maniera stabile si può provare ad appiattire leggermente con una pinza le estremità dei tubi stessi. L'antenna quando non viene usata può essere smontata. Volendo si può dare a questo tipo di antenna anche una esecuzione telescopica.

Controllo dell'oscillatore e taratura

Per verificare il funzionamento dell'oscillatore e dello stadio finale in push-pull del modulatore si inserisce tra la massa e il condensatore C8 una lampadina da 3,8 V/0,07 A. Un milliamperometro collegato in serie all'interruttore di alimentazione indicherà una corrente di circa 15 mA (nucleo di L1 tutto fuori). Successivamente si comincia ad avvitare il nucleo dentro al supporto della bobina L1 fin a quando la corrente non raggiunge il valore di circa 30 mA. C6 verrà portato nella posizione corrispondente alla massima luminosità della lampadina, corrispondente alla massima potenza RF irradiata.

Le misure di confronto da noi effettuate hanno consentito di misurare una potenza irradiata di 80 mW in assenza di modulazione, e di 120 mW con modulazione. L'aumento di potenza irradiata quando si inserisce la modulazione viene indicato da una maggiore luminosità della lampadina. Se si verificasse il contrario si dovrebbero invertire i terminali dell'avvolgimento n2. Per una regolazione più accurata dell'oscillatore si dovrà costruire

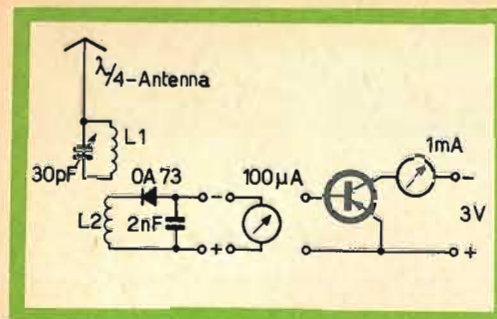



Fig. 7 - Circuito elettrico del rivelatore di campo. L1 = 16 spire, filo di rame smaltato da 0,5 mm. avvolte su un supporto di trolitul del diametro di 9,5 mm.; L2 = 6 spire filo di rame smaltato 0,5 mm. distanti 2 mm. da L1.

un rivelatore di campo che dovrà essere disposto ad una distanza di 1 o 2 metri dal trasmettitore. In fig. 7 è indicato uno schema molto semplice di un siffatto rivelatore. Normalmente in serie al diodo rivelatore viene inserito un microamperometro molto sensibile (100 μA), ciò però non esclude che non si possa usare uno strumento meno sensibile (1 mA) previo inserimento di un transistor amplificatore. Alla lampadina viene sostituito, come carico, un'antenna in λ/4, costituita da un pezzo di filo di Litz della lunghezza di 2,62 m. C6 dovrà essere regolato per la massima corrente indicata dal milliamperometro inserito nel rivelatore di campo. Ciò corrisponderà alla massima potenza irradiata alla frequenza di 27,12 MHz. Anche in questo caso l'inserzione della modulazione del segnale audio viene segnalata da un leggero aumento nel valore indicato dall'indice dello strumento.

La regolazione esatta della profondità di modulazione viene effettuata nella stessa maniera usata per i trasmettitori a valvola. In linea di massima possiamo dire che quando il cursore di R16 si trova al centro della sua corsa si ha una modulazione del 100 %. La regolazione manuale della profondità di modulazione mediante il cursore di R16 (regolazione « cieca » della profondità di modulazione) è più che sufficiente per il buon funzionamento di questo trasmettitore. In condizione di modulazione ottima, la corrente complessiva sale da 50 a 55 mA.

Dati tecnici delle bobine e dei trasformatori

L1 = 2 x 10 spire, filo di rame smaltato 0,5 mm Ø, avvolte su supporto in trolitul da 7 mm Ø con nucleo di regolazione.
L2 = 2 spire, filo isolato di Litz.
L3 = 14 spire, filo di rame smaltato 0,8 mm Ø avvolte su supporto in trolitul da 9,5 mm senza nucleo.
TR1 = trasformatore pilota (normale).
TR2 = nucleo ad M, lamierini alternati da 0,35 mm, traferro 0,5 mm.
Dimensioni del passo: 30 x 30 x 7 mm.
n1 = 50 spire, filo di rame smaltato 0,2 mm Ø.
n2 = 420 spire, filo di rame smaltato 0,2 mm Ø.
n3 = 2 x 400 spire, filo di rame smaltato 0,2 mm Ø, avvolgimento bifilare.

Valori dei condensatori nell'oscillatore audio RC

C12-C13	C14	R12...R14	f_{bassa}	f_{alta}
5 nF	50 nF	5...50 kΩ	400 Hz	800 Hz
3,3 nF	30 nF	5...50 kΩ	620 Hz	1100 Hz
1,5 nF	20 nF	5...50 kΩ	1060 Hz	2200 Hz
1 nF	10 nF	5...50 kΩ	1700 Hz	3300 Hz

	Valori	N. Cat. GBC
	Resistenze 0,5 W	
R1	100 kΩ	D/33
R2	8,2 kΩ	D/33
R3	150 Ω	D/33
R4	330 Ω	D/33
R5	470 kΩ	D/33
R6	3,3 kΩ	D/33
R7	5,6 kΩ	D/33
R8	470 kΩ	D/33
R9	100 Ω	D/33
R10	47 kΩ	D/33
R11	47 kΩ	D/33
R12	50 kΩ	D/33
R13	20 kΩ Resistenza trimmer	D/161
R14	5 kΩ	D/33
R15	100 kΩ	D/33
R16	50 kΩ Resistenza trimmer	D/161
R17	22 kΩ	D/33
R18	47 kΩ	D/33
R19	10 kΩ	D/33
R20	1,5 kΩ	D/33
R21	4,7 kΩ	D/33
R21	4,7 kΩ	D/33
R22	150 Ω	D/33
R23	NTC P/130 E Philips	D/117
R24	470 Ω	D/33
R25	18 Ω	D/33
R26	82 Ω	D/33

	Valori	N. Cat. GBC
	Condensatori	
C1	1 μF/500 V Condens. a disco	
C2	1 μF/500 V Condens. a disco	
C3	15 pF/500 V Ceramico	B/15
C4	1 nF/500 V Condens. a disco	
C5	20 pF/500 V Ceramico	B/15
C6	30 pF Trimmer aria	O/31
C7	50 pF/500 V Ceramico	B/15
C8	4,7 nF/500 V Condens. a disco	B/176
C9	25 μF/ 25 V Condens. elettrol.	B/362
C10	0,1 μF/150 V Condens. a carta	
C11		
C12	Styroflex	
C13	vedi tabella Styroflex	
C14	Condens. a carta	
C15	0,1 μF/150 V Condens. a carta	
C16	8 μF/ 6 V Condens. elettrol.	
C17	8 μF/ 6 V Condens. elettrol.	
C18	8 μF/ 6 V Condens. elettrol.	
C19	0,1 μF/150 V Condens. a carta	
C20	1 nF/500 V Condens. a disco	
C21	25 μF/ 25 V Condens. elettrol.	B/362
	Altri componenti	
	1 quarzo da 27,12 MHz	
	1 porta quarzo	
	3 supporti transistor	
	3 microinterruttori unipolari	
	1 scatola di lamiera 126 x 186 x 65 mm	
	1 tubo di ottone 4 mm	
	Viti, dadi.	

KLYSTRON REFLEX

Come si sa, il Klystron è un tubo destinato a funzionare con onde decimetriche: esso comprende una cavità risonante che permette di variare l'accordo del circuito variando la sua frequenza di risonanza.

Si opera quindi per una variazione puramente meccanica che non comporta nessuna perdita.

Il tubo che ci accingiamo a descrivere, il TK 6 della Telefunken, è previsto per funzionare come oscillatore in una gamma di frequenze comprese tra 6300 ÷ 770 Mc/s ed ha una potenza massima d'uscita, per queste frequenze, dell'ordine dei 200 mW.

Si tratta quindi di un Klystron non adatto per un trasmettitore di grande potenza, ciò nonostante non è meno interessante studiarne la sua utilizzazione.

Il costruttore l'ha destinato soprattutto come stadio emettitore, modulato direttamente, per installazioni di « reportage », per quelle di trasmissioni radar, ed in apparecchi di misura .

La fig. 1 ne mostra una sezione trasversale che permette di seguire nel dettaglio, le funzioni di un klystron.

Esso si compone di tre parti principali: il cannone elettronico, la cavità risonante, ed il riflettore.

Il catodo è scaldato normalmente, la densità dell'emissione catodica è di 100 mA/cm², cioè relativamente debole, ciò che consente un funzionamento di lunga durata.

Il fascio elettronico permette di ottenere un flusso continuo senza aumenti nel soffio proprio del tubo.

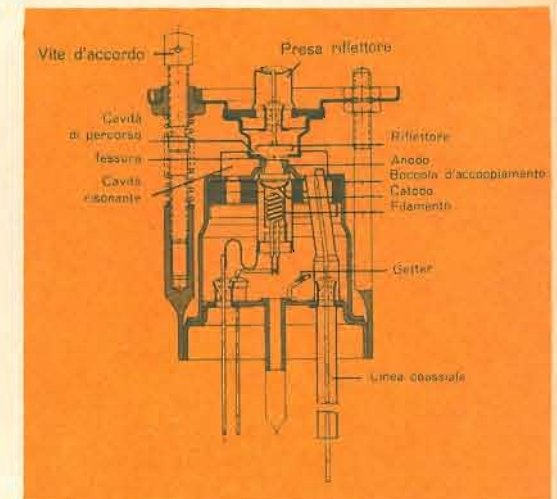



Fig. 1

Di fronte al catodo, al centro della cavità risonante, si trova l'anodo.

Il fascio percorre una traiettoria che lo porta al riflettore il quale rinvia gli elettroni verso l'anodo.

L'accordo si ottiene variando la fessura posta nella cavità. Essa può essere variata spostando una sola vite, procedimento questo che ha il vantaggio di fornire una variazione pressochè lineare, funzione del numero di giri e del passo della vite.

Si trova così fortemente facilitato un accordo assunto a mezzo motore. Il cannone elettronico del klystron TK 6 eroga con una tensione d'anodo di 300 V una corrente di 24 mA.

Oltre la tensione d'anodo, bisogna disporre di una tensione di riflettore.

Le dimensioni della cavità risonante e la scelta della tensione del riflettore sono dei parametri fissanti il regime di funzionamento del klystron.

Nel TK 6 questo regime è stato calcolato in modo che la potenza massima si ottieno senza sacrificare la larghezza della banda e la riduzione del soffio.

Essendo il tubo TK 6 di costruzione interamente metallica, conviene, come nella maggior parte dei klystron, connettere il più dell'alimentazione a massa.

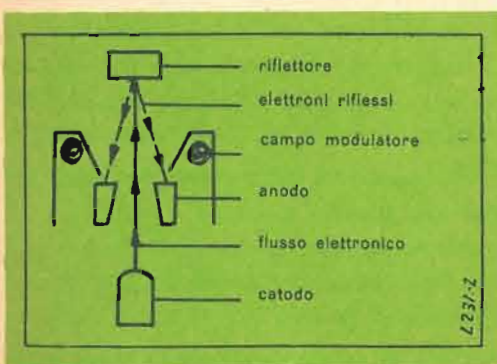
L'uscita del klystron è stata realizzata con una presa coasssiale accoppiata mediante una boccola al risonatore.

Funzionamento d'un Klystron

La fig. 2 dà una versione semplificata del funzionamento di un klystron. Il fascio elettronico, al suo passaggio attraverso la fessura del risonatore, è assoggettato ad un campo ad alta frequenza che lo modula in velocità.

Questa modulazione di velocità si trasforma, all'arrivo sul riflettore, in una modulazione in densità.

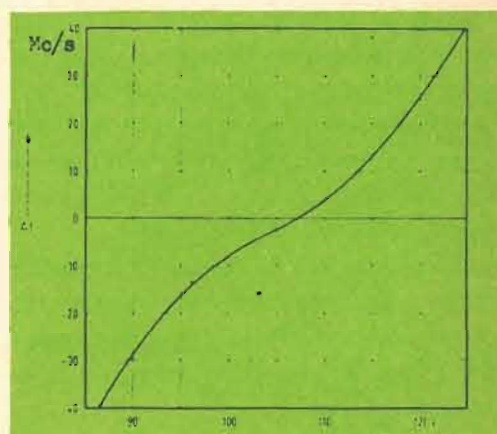
Gli elettroni sono allora respinti e riattraversano la fessura.

Fissando la tensione del riflettore in modo che al passaggio nel risuonatore, gli elettroni si trovino frenati dal campo HF, il klystron oscilla, risultato logico poichè gli elettroni perdono della energia che è captata dal risuonatore.

Così frenati, gli elettroni urtano l'anodo che impedisce loro di ritornare verso il catodo.

Nei klystron a riflessione, la potenza d'uscita dipende dalla frequenza, il TK 6 fornisce 200 mW per una frequenza di 7400 Mc/s, ciò che corrisponde ad un rendimento del 2,5 %.

Questa potenza d'uscita dipende anche dalla tensione del riflettore: essa deve essere aggiustata per ogni frequenza al fine d'ottenere la potenza massima.

Fig. 3

Fig. 2

La larghezza di banda del TK 6 è sempre superiore a 20 Mc/s e arriva al massimo a 50 Mc/s.

Una così grande larghezza di banda permette di utilizzarlo come emettitore modulato direttamente, senza temere derive in frequenza dovute alle variazioni di temperatura.

Altra caratteristica dei klystron, è la pendenza di modulazione: è importante che essa risulti il più lineare possibile.

Dalla curva fig. 3, si deduce che variando la tensione di 1 V, si ottiene una variazione di frequenza compresa tra 1 e 2 Mc/s. Un difetto inerente ai klystron è quello della variazione brusca della frequenza.

Ciò si verifica allorchè gli elettroni rinviati dal riflettore verso l'anodo ritornano nuovamente in direzione del riflettore.

Si sa che il soffio di un tubo proviene soprattutto da irregolarità sul movimento degli elettroni; ciò logicamente vale anche per i klystron. Questo soffio che dipende in gran parte dalla frequenza di lavoro, e dalla tensione applicata al tubo, viene ridotto attraverso una costruzione appropriata ed una sua utilizzazione giudiziosa.

Conviene perciò evitare l'azione di forti campi magnetici sul tubo che devierebbe il fascio elettronico, nonchè provvedere ad un accurato schermaggio. Tener presente che il tubo deve essere acceso per circa un minuto prima che la tensione dell'anodo e del riflettore risultino stabili.

La tensione del riflettore non deve mai divenire nulla in rapporto al catodo o raggiungere un potenziale positivo, perchè ciò potrebbe provocare la distruzione del tubo.

È ugualmente bene non applicare la tensione anodica se prima non si è certi che la tensione del riflettore è presente.

Caratteristiche di funzionamento di un tubo TK 6.

Filamenti	6,3 V, 400 mA	—
Tensione anodica	300 V.	max: 330 V
Tensione al riflettore	— 50 V.	0 V e — 400 V
Corrente al risonatore	18÷30 mA	in assenza di oscillazione, max: 35 mA.

VALORI DI FUNZIONAMENTO

Frequenza:	6,5	7	7,5 Gc/s
Tensione anodica:	—	300 V.	—
Corrente anodica:	—	28 mA	—
Tensione al riflettore:	— 74 V.	— 110 V.	— 145 V
Larghezza di banda:	39	49	37 Mc/s
Pendenza di modulazione:	1,95	1,65	0,95 Mc/s per V
Tensione d'uscita H.F.:	100	180	200 mW
Coefficiente di temperatura:	—	0,12 ± 0,05 (Mc/s/°C)	

Utilità del transistor

Nel resoconto della spedizione al Cervino quattro alpinisti hanno rinunciato alla scalata, quando erano già in vista della vetta, perchè una minuscola radio portatile a transistor che uno di essi aveva con sè annunciò un peggioramento del tempo. Ed allora, facendo una proposta che potrebbe sembrare sciocca: perchè non si obbligano gli alpinisti che si accingono a scalate difficili a portare con sè una di queste piccole radio? Servirà a salvare, poniamo, due vite umane su dieci; sarebbe già un magnifico successo.

CONVERTITORE ELEVATORE DI TENSIONE CONTINUA A TRANSISTOR

Si descrive un nuovo tipo di convertitore elevatore di tensione continua a transistor capace di fornire, con una tensione di alimentazione di 28 V, una potenza di 100 W.

Funzionamento

All'atto dell'inserimento della tensione di alimentazione nel circuito di fig. 1, uno dei transistor (per esempio, TR1), per il naturale sbilanciamento del circuito, incomincerà a condurre e la tensione al collettore comincerà a diminuire passando, dal valore della tensione di alimentazione, a zero. La tensione che si forma ai capi del primario del trasformatore T_2 viene riportata, tramite la resistenza di reazione R_f di risposta in serie, sul primario del trasformatore pilota T_1. Gli avvolgimenti secondari di quest'ultimo sono collegati in modo che il transistor TR2 rimane polarizzato in senso inverso e quindi bloccato mentre TR1 continua a condurre fortemente.

Quando il nucleo del trasformatore T_f si sarà completamente saturato, un rapido aumento della corrente primaria produrrà un'ulteriore caduta di tensione ai capi della resistenza di reazione R_f riducendo il pilotaggio; conseguentemente la corrente di collettore del transistor TR1, precedentemente pilotato al massimo, inizierà a decrescere provocando automaticamente l'inversione delle polarità delle tensioni agli estremi degli avvolgimenti.

Il transistor TR1 si porterà rapidamente all'interdizione mentre il transistor TR2 comincerà a condurre. Questo transistor continuerà a condurre fino al raggiungimento della saturazione del nucleo del trasformatore in senso contrario a quello di prima. Il circuito ritornerà da questo istante nelle condizioni iniziali e il ciclo si ripeterà. L'oscillazione proseguirà ad una frequenza determinata dalle dimensioni del trasformatore T_1 e dal valore della resistenza di saturazione R_f.

Per ottenere con sicurezza l'innesco, i transistor vengono inizialmente polarizzati

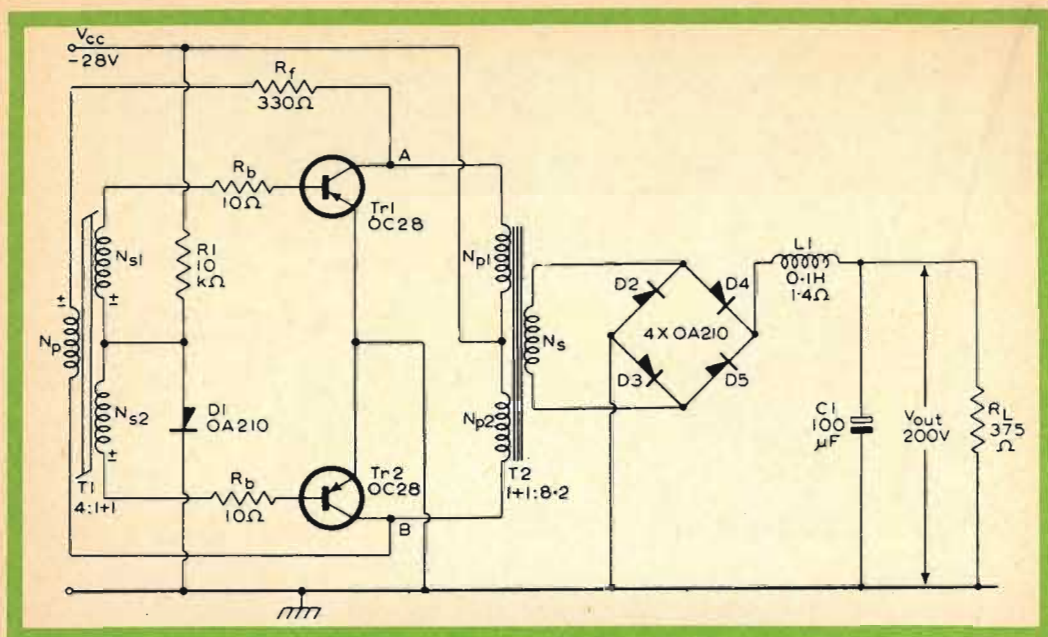



Fig. 1 - Schema elettrico del circuito.

nel senso della conduzione mediante una resistenza e un diodo. (R1 e D1 di fig. 1). Le resistenze esterne di base hanno il compito di ridurre l'effetto della tensione V_{BE} sul funzionamento del circuito. L'intensità della corrente di collettore di ciascun transistor aumenta fino a raggiungere il valore corrispondente alla somma della corrente circolante nel carico, della corrente di magnetizzazione del trasformatore di uscita e della corrente di reazione necessaria ad assicurare l'innesco. Data la necessità di evitare la saturazione del trasformatore di uscita, l'intensità della corrente di saturazione risulterà soltanto una piccola frazione della corrente circolante nel carico.

Realizzazione pratica

Il circuito indicato in fig. 1 è il risultato di uno studio dettagliato di tutti i fattori che interessano la costruzione di un convertitore a transistor. I valori calcolati dei vari elementi sono stati arrotondati a valori normalizzati e sono stati praticamente eliminati gli effetti nocivi derivanti dalle inevitabili differenze nelle tolleranze dei parametri dei transistor.

Dati tecnici di funzionamento

I dati di funzionamento di questo convertitore sono stati ricavati sperimentalmente.

Tensione d'ingresso	28 V
Corrente d'ingresso	4,3 A
Potenza d'ingresso	120 W
Frequenza	500 Hz
Alternata residua	220 mV
Tensione di uscita	195 V
Corrente di uscita	529 mA
Potenza di uscita	103 W
Rendimento	86 %

Nella gamma delle temperature comprese tra — 10° C e + 80° C, i suddetti valori subiscono minime variazioni. Riducendo le perdite nel rame del trasformatore di uscita si ottiene una maggiore potenza e il rendimento sale a circa il

90 %. Le figure 2 e 3 indicano graficamente i risultati ottenuti variando la corrente di carico e la tensione di alimentazione entro una vasta gamma di valori.

La fig. 2 indica, in funzione della corrente di carico, le variazioni della tensione di uscita, della potenza di uscita, del rendimento e della frequenza di funzionamento, (curve a, b, c e d). La fig. 3 indica le variazioni delle stesse grandezze in funzione della tensione di alimentazione (curve a, b, c e d).

La fig. 4 indica la forma d'onda della tensione sul collettore e della corrente di collettore del convertitore funzionante a pieno carico. La forma d'onda della corrente di collettore, per un carico puramente ohmico, è rappresentata in fig. 4 b.

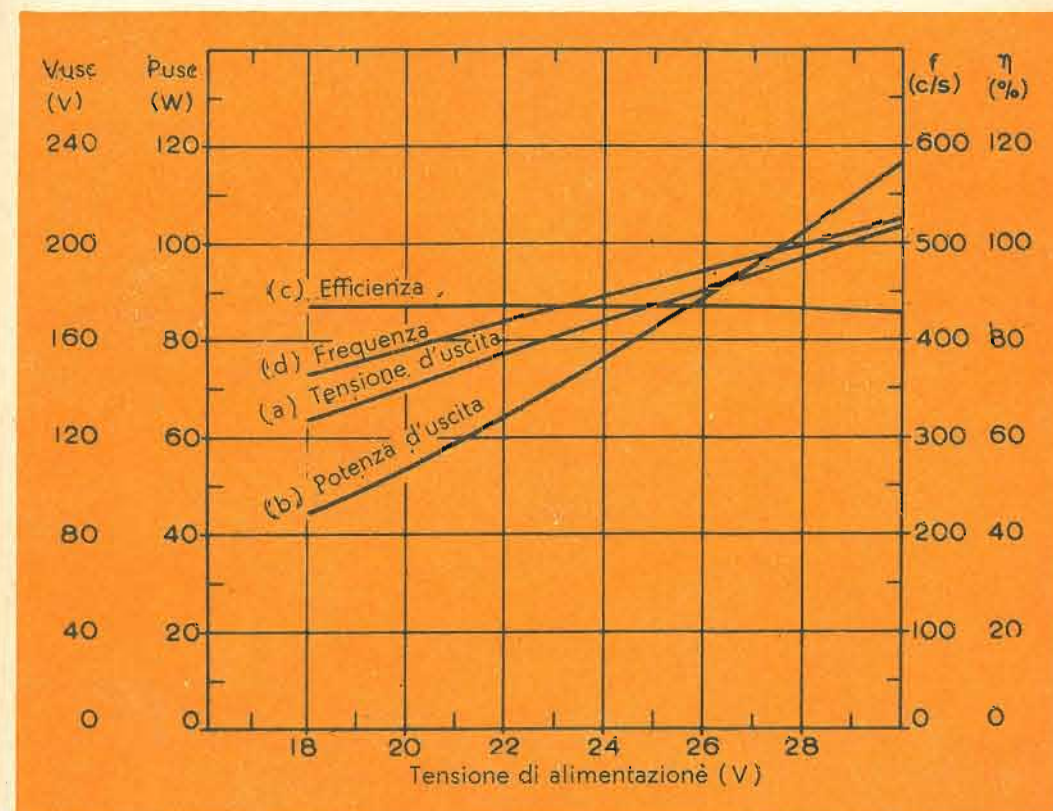
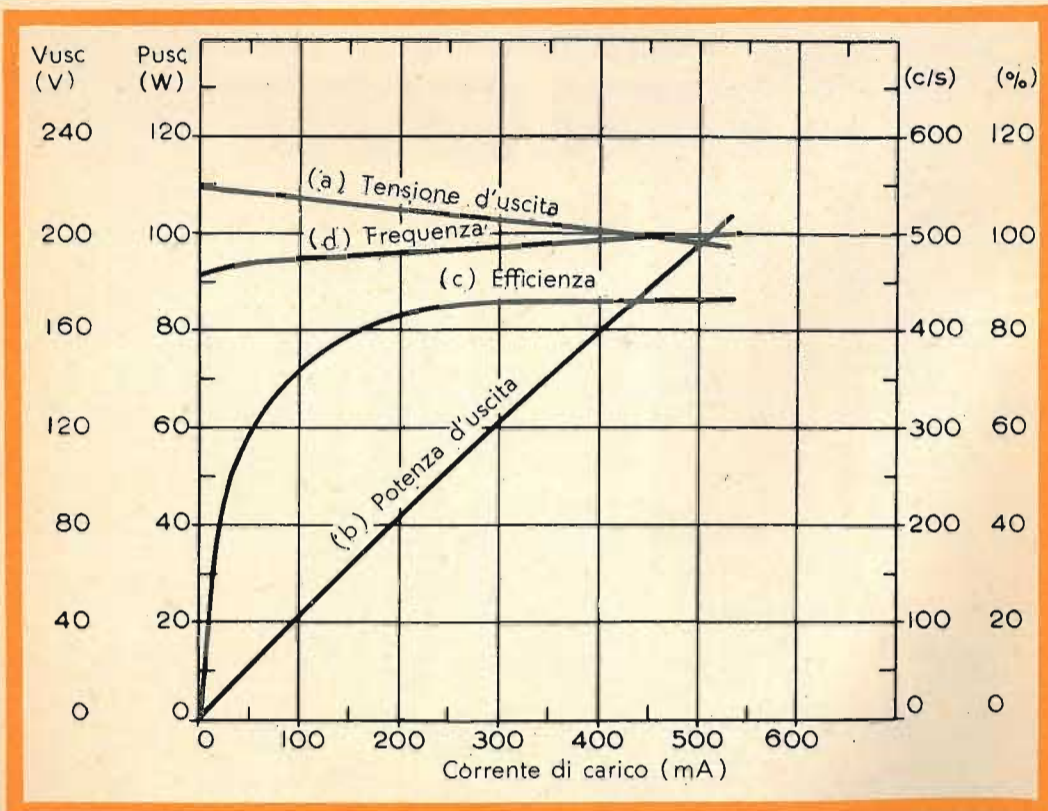
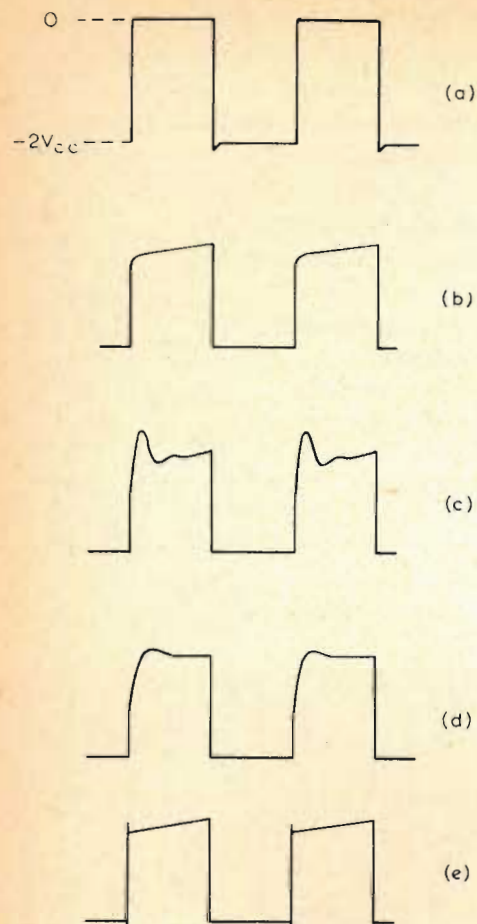
Se in parallelo al carico si dispone un condensatore di piccola capacità, il trasformatore di uscita produce sovraoscillazioni.

In questo caso, la corrente di collettore (figura 4 c) raggiunge un valore di cresta più elevato. Aumentando ulteriormente il valore della capacità, le oscillazioni si estinguono e la corrente di collettore non raggiunge più una intensità così elevata (fig. 4 d). È opportuno ricordare a questo punto che la massima corrente di cresta di collettore non deve mai sorpassare il massimo valore consentito per un determinato transistor. Un carico capacitivo di notevole valore rende inoltre difficoltoso l'innesco.

Qualora si verificasse questo inconveniente è necessario inserire, in serie al carico, una resistenza limitatrice della corrente di cresta; tale resistenza verrà successivamente cortocircuitata. Per fare in modo che il convertitore funzioni soddisfacentemente, anche con un notevole valore di capacità nel carico, è necessario o ridurre la corrente nel carico stesso o, meglio ancora, usare un filtro resistivo o induttivo. La fig. 4e indica la forma d'onda della corrente di collettore nel caso venga impiegato quest'ultimo tipo di filtro. I picchi che si verificano all'inizio di ciascun impulso, dovuti all'induttanza del trasformatore e all'induttanza del filtro, non devono superare la corrente di cresta massima ammessa per il transistor impiegato. In queste condizioni, per avere un funzionamento soddisfacente, si riduce il valore di R1 a 3,3 kΩ e si sostituisce il diodo D1 con una resistenza (R2) da 3,3 Ω. Il circuito così modificato presenta le seguenti caratteristiche:

Tensione d'ingresso	28 V
Corrente d'ingresso	4,36 A
Potenza d'ingresso	122 W
Frequenza	510 Hz
Tensione di uscita	193 V
Corrente di uscita	526 mA
Potenza di uscita	101 W
Rendimento	83 %

Fig. 2 - Tensione di uscita, potenza di uscita, rendimento e frequenza di funzionamento in funzione della corrente di carico.

Fig. 3 - Tensione d'uscita, potenza d'uscita, rendimento e frequenza espresse in funzione della tensione d'alimentazione.

Trasformatore pilota T1

50 lamierini.
Avvolgimento primario: 227 spire di filo di rame ∅ 0,20 mm.

Avvolgimento secondario: 57 + 57 spire (avvolgimento bifilare) filo di rame smaltato ∅ 0,30 mm.

Trasformatore di uscita T2

Avvolgimenti primari: avvolgimento bifilare; induttanza di ciascun avvolgimento = 70 mH, resistenza < 0,2 Ω.

Avvolgimento secondario: resistenza = 15 Ω rapporto spire 1 + 1 : 8,2

Fig. 4 - a) Tensione di collettore.
b) Corrente di collettore con carico chimico di 375 Ω
c) Corrente di collettore con carico shuntato da un condensatore da 0,5 μF.
d) Corrente di collettore con carico shuntato da un condensatore da 100 μF.
e) Corrente di collettore con filtro a ingresso induttivo.

La teletrasmissione e le lettere

È entrato in servizio negli Stati Uniti, e precisamente tra Washington e Chicago, un nuovo impianto capace di teletrasmettere una lettera da una di queste due città all'altra, in una quindicina di secondi al massimo.

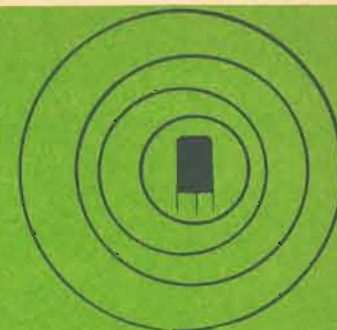
La distanza tra i due punti così collegati (circa 1000 chilometri nel caso di Washington e Chicago) non è determinante agli effetti del tempo richiesto per la teletrasmissione, la quale avviene via radio, per cui, estendendosi il sitsema, anche città distanti tra loro varie migliaia di chilometri potrebbero esser collegate, mantenendosi il tempo di trasmissione sui 15 secondi.

Il nuovo tipo di impianto si basa sul principio della radiotelefoto.

Per di più, nell'impianto installato tra Washington e Chicago, tanto il complesso trasmittente che quello ricevente sono rigorosamente sigillati, e provvedono automaticamente ad « aprire » ed a « richiudere » la lettera originale e la copia risultante dalla teletrasmissione, garantendo così nella maniera più completa il segreto epistolare.

La cosa interessa, oltre che le autorità militari, le autorità di polizia e gli uomini d'affari, in quanto è possibile ottenere la teletrasmissione rapidissima di qualunque tipo di documento, certificato, messaggio, grafico, o altro, essendo ben certi che neppure gli operatori degli impianti ne vengano a conoscenza.

nuvistor

un tubo elettronico di nuova concezione

Da molti anni l'industria dei tubi elettronici lavora in base a programmi intesi a migliorare continuamente i tubi riceventi. Si tende ad ottenere prestazioni sempre più alte, migliore qualità e maggiore sicurezza di funzionamento, mantenendo i costi entro limiti ragionevoli.

La Radio Corporation of America ha aggredito questi problemi su due fronti: da una parte studiando ed ottenendo continui miglioramenti sui tubi elettronici convenzionali, dall'altra investigando nuove tecniche, nuovi progetti e nuovi materiali. Mentre il primo fronte le ha permesso di conquistare una posizione di preminenza nei normali tubi di oggi, il secondo le ha conferito un primato invidiabile con la creazione del tubo del futuro: il Nuvistor.

Il Nuvistor, che rappresenta un rivoluzionario passo avanti nella costruzione dei tubi elettronici, è un tubo di dimensioni notevolmente ridotte (circa un terzo di quelle di un tubo miniatura a 7 piedini) di costruzione robusta e compatta. Si compone di una base ceramica usata come piattaforma per il sostegno degli elettrodi, che sono solidamente tenuti in posizione da supporti uscenti dalla base stessa. Gli elettrodi sono piccoli e leggeri cilindri, capaci di sopportare forti scosse e vibrazioni a causa della loro massa ridotta.

Il Nuvistor non ha miche, nè vetro; non pone quindi limitazioni alla facilità di estrazione dei gas o alle temperature ottime da raggiungere nel corso della sua costruzione.

Tutte le connessioni degli elettrodi ai relativi supporti sono saldate mediante un'unica, semplice operazione ad alta temperatura. Le varie parti non sono così sottoposte a sforzi o tensioni reciproche, per cui la possibilità che possano verificarsi corti circuiti nel corso dell'impiego del tubo è praticamente inesistente.

L'ingegnosità della progettazione e la simmetria cilindrica hanno inoltre reso possibile un alto grado di automazione nella fabbricazione del tubo: ne consegue la possibilità di ottenere bassi costi di produzione, una volta che il tubo sia fabbricato in grande serie, ed una notevole uniformità di caratteristiche.

Il Nuvistor è costruito esclusivamente con materiali capaci di resistere ad elevatissime temperature: ceramica, acciaio, molibdeno e tungsteno, con esclusione del

vetro. In questo modo è possibile degassare ad elevatissima temperatura le parti del tubo durante la produzione ed eliminare il pericolo di formazione del gas nel suo interno durante l'esercizio, anche se il tubo lavora a temperature molto superiori a quelle di un tubo convenzionale.

Dal punto di vista delle prestazioni elettriche, il Nuvistor ha permesso di ottenere risultati del tutto eccezionali. Infatti le sue piccole dimensioni, con distanze fra gli elettrodi fortemente ridotte, consentono bassi tempi di transito degli elettroni: ne consegue una riduzione del rumore di fondo del tubo ed un'elevata impedenza di ingresso anche alle altissime frequenze.

Il Nuvistor ha inoltre un consumo molto ridotto rispetto a quello di un tubo convenzionale.

Ad esempio, il tipo 6CW4, un triodo amplificatore a Radio Frequenza per VHF, ha un consumo del circuito di filamento di soli 0,13 A a 6,3 V, e lavora con una tensione anodica di 70 V ed una corrente di 8 mA. In queste condizioni il tubo 6CW4 ha una trasconduttanza di 12500 μA/V.

La Radio Corporation of America produce già diversi tipi di Nuvistor su scala industriale. Il tipo 6CW4, sopra brevemente descritto, viene da poco tempo impiegato come amplificatore a Radio Frequenza nel nuovo sintonizzatore « New Vista » KRK98 della RCA.

TIROS II "Occhio meteorologico"

Il 23 Novembre 1960 un missile « Thor Delta » a tre stadi lanciato dalla base di Cape Canaveral in Florida, ha messo in orbita il satellite Tiros II. Equipaggiato con camere televisive, registratori TV a nastro, apparecchiature sensibili ai raggi infrarossi, organi di controllo e trasmettitori, questo satellite trasmette a terra immagini televisive delle formazioni nuvolose e misure di temperatura dell'atmosfera terrestre a scopi meteorologici.

Il Tiros II, che è stato definito l'occhio meteorologico della terra, è stato sviluppato dall'Astro-Electronics Division della RCA in Princeton, New Jersey, ed è il più perfezionato satellite di osservazione lanciato dagli Stati Uniti d'America.

I problemi risolti dai tecnici della RCA per assicurare il successo di questo lancio sono innumerevoli, e tali da poter essere sviluppati e controllati solamente da una organizzazione scientifica e tecnica di primissimo piano. Si può infatti immaginare che cosa significa costruire un sistema capace di fotografare automaticamente le formazioni nuvolose, immagazzinare le immagini e trasmetterle a terra a comando, inserirlo in un involucro con limitazioni di peso e di dimensioni, assicurarne la stabilità ed il perfetto funzionamento in orbita attraverso tremende escursioni di temperatura, dopo averlo sparato nello spazio sottoponendo tutti i componenti a rilevanti accelerazioni.

« In una missione spaziale, ha detto Eidney Stenberg, Chief Engineer, RCA Astro-Electronics Division, ogni parte del sistema è sottoposta a sforzi tali, nello spazio di pochi minuti di lancio, quali non si avrebbero in un sistema a terra nel corso di molti anni di impiego. Si sa inoltre che l'ambiente spaziale esporrà ogni dispositivo a maggiori escursioni di temperatura, di grado di vuoto e di radiazioni di quelle che mai potrebbero aversi sulla terra. Quindi, quando si monta il satellite all'estremità del veicolo che lo lancerà, e lo si chiude ermeticamente in tale posizione, quel che è fatto è fatto. Se una sola delle 20.000 e più parti che lo compongono, magari anche un semplice transistor, fallisce il suo preciso compito, non si troverà certo un radioriparatore capace di corrergli dietro per ripararlo! ».

" La Ditta M. Marcucci & C. di Milano, avendo constatato che nel proprio catalogo attualmente in circolazione figurano incluse alcune riproduzioni uguali ad altre inserite nel Catalogo della ditta G.B.C. (Gian Bruto Castelfranchi), provvederà, nella prossima edizione del proprio catalogo, a sostituire le riproduzioni medesime ".

6 CW 4

Il tubo elettronico 6CW4 è un triodo ad alto μ del tipo nuvistor, progettato per l'impiego come amplificatore a Radio Frequenza neutralizzato, con catodo a massa, nei sintonizzatori VHF dei televisori e dei ricevitori a modulazione di frequenza.

Il tubo 6CW4, in questa applicazione, consente eccezionali prestazioni nelle aree marginali e in altre località ove i livelli del segnale sono estremamente deboli.

Questo tubo è caratterizzato da un eccellente guadagno di potenza e da un fattore di rumore notevolmente migliore di quello dei tubi normalmente impiegati nei televisori.

Le caratteristiche di alto guadagno e di basso rumore aggiunto di questo tubo sono ottenute mediante una elevatissima trasconduttanza ed un eccellente rapporto fra la trasconduttanza e la corrente anodica (12500 μA/V con una corrente anodica di 8 mA ad una tensione anodica di 70 V).

Il tubo 6CW4, con la sua eccezionale concezione, offre ulteriori vantaggi: estrema sicurezza di funzionamento, straordinaria uniformità di caratteristiche da tubo a tubo ottenuta mediante l'impiego di parti aventi tolleranza estremamente ridotte e precisa spaziatura degli elettrodi, dimensioni molto ridotte e basso consumo di potenza per il riscaldatore e per l'anodo. La costruzione completamente in metallo e ceramica assicura robustezza e stabilità a lungo termine.

CARATTERISTICHE GENERALI

Caratteristiche meccaniche:

Involucro	metallico
Zoccolo	Twelvar a base ceramica media a 5 piedini (JEDEC E5-65)
Posizione di montaggio	qualsiasi

Collegamenti ai piedini (visti dal basso):

Designazione JEDEC	12AQ
Piedino 1	Nota 1
Piedino 2	Anodo
Piedino 3	Nota 1
Piedino 4	Griglia
Piedino 5	Nota 1
Piedino 6	Nota 1
Piedino 7	Nota 1
Piedino 8	Catodo
Piedino 9	Nota 1
Piedino 10	Riscaldatore
Piedino 11	—
Piedino 12	Riscaldatore

Caratteristiche elettriche:

Catodo	a riscaldamento indiretto
Tensione del riscaldatore	6,3 ± 10% V c.a. o c.c.
Corrente del riscaldatore	0,135 A

Capacità interelettrodiche dirette (appross.):

Griglia - anodo	0,92	pF
Griglia - catodo, riscaldatore, involucro	4,1	pF
Anodo - catodo, riscaldatore, involucro	1,7	pF
Anodo - catodo	0,18	pF
Riscaldatore - catodo	1,3	pF

Caratteristiche come amplificatore in Classe A1

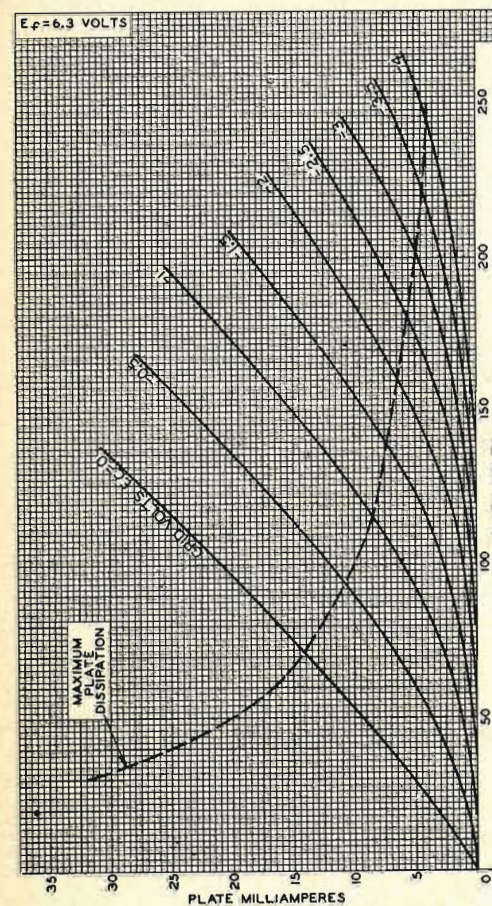
Tensione anodica di alimentazione	100	V
Tensione di griglia di alimentazione	0	V
Resistenza catodica	130	Ω
Coefficiente di amplificazione	62	
Resistenza interna anodica (appross.)	6300	Ω
Trasconduttanza	9800	μA/V
Corrente anodica	7,6	mA
Tensione di griglia per corrente anodica = 10 μA (appross.)	— 4	V

DATI MASSIMI DI FUNZIONAMENTO

(Valori massimi di progetto)

Tensione anodica di aliment.	300	V max (1)
Tensione anodica	125	V max
Tensione di griglia		
polarizzazione negativa	55	V max
polarizzazione positiva	0	V max
Dissipazione anodica	1	W max
Corrente catodica	15	mA max
Tensione di picco riscaldatore-catodo:		
riscaldatore negativo rispetto al catodo	100	V max
riscaldatore positivo rispetto al catodo	100	V max
Resistenza del circuito di griglia: (3)		
con polarizzazione fissa	0,5	MΩ max
con polarizzazione catodica	2,2	MΩ max

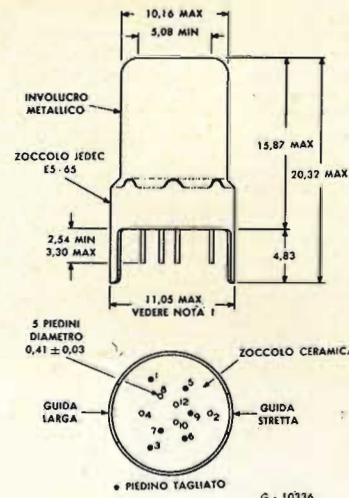
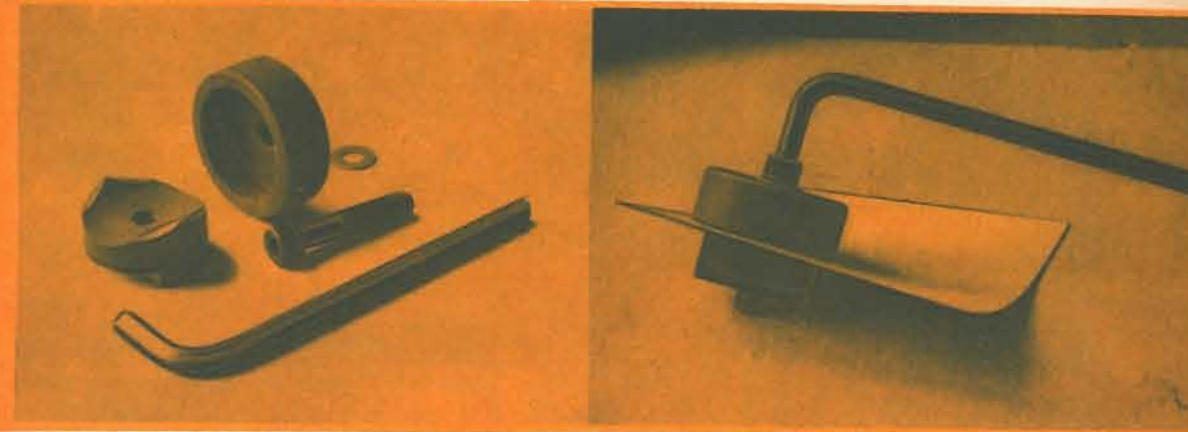
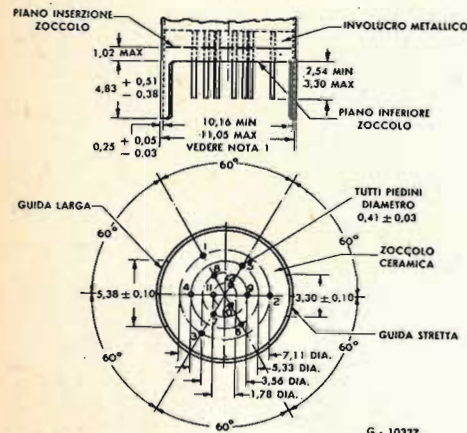
DATI TIPICI DI FUNZIONAMENTO

Tensione anodica	70	V
Tensione di griglia di alimentazione	0	V
Resistenza di griglia	47000	Ω
Coefficiente di amplificazione	68	
Resistenza interna anodica (appr.)	5440	Ω
Trasconduttanza	12500	μA/V
Corrente anodica	8	mA

CARATTERISTICHE ANODICHE MEDIE

CARATTERISTICA MEDIA

(1) Il piedino ha una connessione interna ed è tagliato al livello della basetta ceramica - Non usarlo.

(2) Questa tensione può essere usata qualora venga impiegata sul circuito anodico una resistenza sufficientemente alta in modo da limitare la dissipazione anodica ad 1 W in ogni circostanza.

(3) Per l'impiego a temperatura dell'involucro metallico fino a 125 °C.

Nota 1 - Queste dimensione può raggiungere i 0,440' lungo le guide.

N. JEDEC	NOTE	PIEDINI
E 12-64	Zoccolo a 12 piedini	1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12
E 5-65	Zoccolo a 5 piedini	2, 4, 8, 10, 12 (Nota 2)

NOTE

1 - Lungo le guide di 4,83 mm è consentito il massimo diametro esterno di 11,18 mm.
2 - I piedini 1, 3, 5, 6, 7, 9 sono tagliati ad una lunghezza tale che le loro estremità non tocchino il piano superiore della basetta porta-tubo. Il piedino 12 è omesso.

Trancia-fori "Q-Max"

Il trancia-fori, come utensili, non costituiscono una novità nel campo della tecnica. Ma il modello che presentiamo è meritevole di speciale attenzione perchè si è dimostrato assai maneggevole e di rapido uso, tale da offrire soddisfacenti prestazioni a chi lo usa.

Il trancia-fori Q-MAX di fabbricazione inglese, viene prodotto in due modelli principali, rotondo e quadrato, più un modello rettangolare.

Ecco le misure, espresse in millimetri:

Modelli rotondi

12,7 - 11,9 - 19,05 - 22,22 - 25,4 - 27 - 28,5 - 31,7 - 34,6 - 34,92 - 38,10 - 44,45 - 50,8 - 53,2 - 63,5 millimetri di diametro.

Modelli quadrati

17,5 - 25,4 millimetri di lato.

Modello rettangolare

16,7 x 23,8 millimetri.

L'uso dell'utensile è uguale per tutti i modelli sopra riferiti: si pratica nella lamiera, innanzitutto, un foro attraverso il quale passa la « vite » che fa parte dell'attrezzo.

Si infila detta vite prima nella « matrice » poi nel foro ottenuto come sopra; dalla parte opposta della lamiera si avvita (sulla solita « vite ») il punzone, poi si stringe la « vite » mediante una chiave Allen fino a ottenere il taglio della lamiera. il lavoro.

Il punzone è affilato in modo che l'operazione viene compiuta con uno sforzo ragionevole.

Nessun pericolo esiste per chi esegue il lavoro.

Non vi è che una precauzione da osservare: ungere bene la vite prima del taglio.

Va segnalato che il taglio di un'apertura quadrata di 25 mm. di lato deve essere preceduto da quello di un foro rotondo di 19 mm. il che presuppone il possesso di un trancia-fori corrispondente.

APPUNTAMENTO CON IL DILETTANTE

un efficiente RADIOMICROFONO

Chi non ha mai montato un radiomicrofono... scagli la prima pietra: e chi lo ha montato, la scagli contro il progettista!

Vi siete mai chiesti perchè il progetto dei radiomicrofoni sia sempre stato affrontato dal punto di vista sbagliato? Io sì: e non l'ho mai capito.

Un radiomicrofono sarebbe un minuscolo trasmettitore sulle onde medie, con una portata di qualche diecina di metri, che serve per poter inviare messaggi ad un qualsiasi ricevitore « casalingo ».

Gli usi sono troppi per poterli elencare; citiamone solo qualcuno: interfono senza fili fra due stanze vicine; « comunicatore » fra due automobili a breve distanza (sfruttando gli autoradio); eccitante pretesto per organizzare scherzi di ogni genere durante le festicciole fra amici; ottimo sistema per chi è timido, per agganciare le ragazze alla spiaggia, attendendo che esse accendano l'immancabile « Florida » per poi sintonizzarsi e chiedere via radio « se hanno programmi per la serata, in quanto c'è un certo posticino, che con la macchina... » e, ditemi voi quale, quale fanciulla, non acconsente ad una proposta simile fatta per via radio?

Potremmo continuare, ma basta così!

Torniamo indietro un passo.

Dicevo che finora il problema di progetto dei vari radiomicrofoni che si erano visti in giro, era stato affrontato, a mio parere, con criteri completamente errati. Infatti, avete mai visto un radiomicrofono che non fosse un semplice oscillatore libero, modulato da un amplificatore audio?

Io ne ho visto **centinaia,** tutti così!

E non mi si dica che il sistema è stato adottato per limitare la potenza emessa: perchè anche da uno stadio finale RF si può ottenere ½ milliwatt, se si vuole.

L'oscillatore libero, se modulato, diviene un generatore a modulazione di fase-ampiezza-frequenza: il tutto accumulativamente!

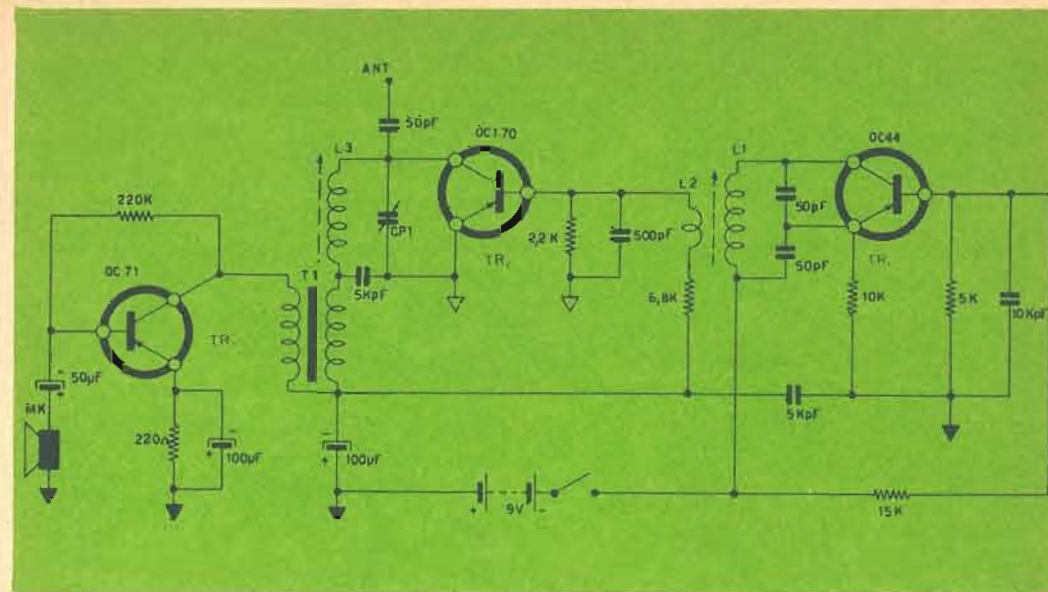



Fig. 1 - Schema elettrico del radiomicrofono. - L_1 - L_2 bobina d'aereo per supereterodina a onde medie; L_3 bobina d'aereo come precedente escluso l'avvolgimento d'ingresso; T_1 trasformatore intertransistoriale rapporti 1/3; MK microfono piezoelettrico.

Quindi, niente di meno indicato per lavorare in unione ad un ricevitore supereterodina AM, che ha una banda passante piuttosto stretta: ciò non può che dare un pessimo rendimento nella ricezione di una emittente FM, e quale FM poi!

Comunque, se volete divertirvi e divertire i vostri amici, vi consiglio il radiomicrofono che ora ci proponiamo di descrivere.

Questo radiomicrofono è una vera e propria emittente miniaturizzata. C'è l'oscillatore (Colpitts) ed il suo bravo finale RF, che è modulato in **ampiezza** da uno stadio amplificatore audio.

Vogliamo vederlo al dettaglio?

L'oscillatore è un OC44, che lavora in un circuito assai stabile ed efficiente. La connessione è classica: la reazione si ha per il ritorno dell'emettitore ad un partitore capacitivo. La base dell'OC44 è « fredda » per la radiofrequenza, ed alimentata tramite il consueto partitore resistivo, ad evitare la deriva termica.

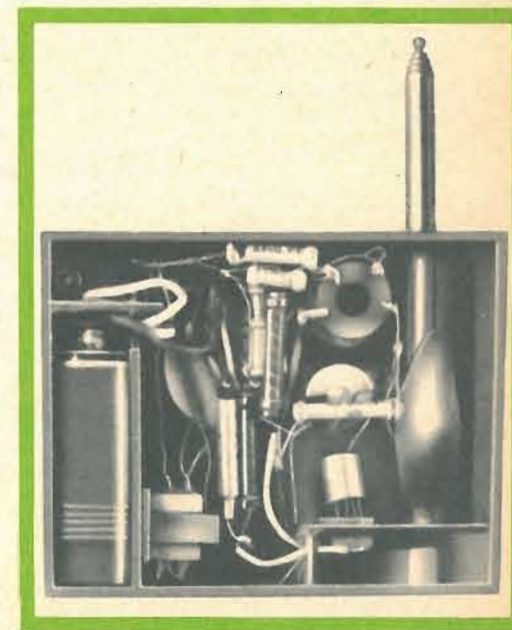



Fig. 2

Il segnale generato dall'oscillatore è presente ai capi di L_1, e da questa viene induttivamente trasmesso a L_2, dalla qual bobina passa all'amplificatore finale TR_2, il quale lavora come amplificatore lineare RF a bassa potenza.

Dalla bobina L_3 che è il « tank » del micro-trasmettitore, il segnale RF viene accoppiato ad una antennina a stilo tramite un condensatore da 50 pF, che funge da rudimentale adattatore d'impedenza ed accordatore.

La modulazione dello stadio finale, si ottiene tramite il segnale del microfono magnetico debitamente amplificato da TR_3, ed attraverso al trasformatore « T_1 ».

Il tutto è alimentato da una pila « standard » da 9 volt.

Il prototipo di questo complesso, è stato montato in una scatoletta di faesite (figura 2).

Il montaggio non è affatto critico, se non per la posizione reciproca delle bobine L_1, L_2 nei riguardi di L_3: se non si pongono ad angolo retto e ragionevolmente discoste, si può verificare l'oscillazione di TR_2, ed il risultato, sarebbe quello dato dai radiomicrofoni di famigerata memoria: un'emissione « strappata » distorta, difficilmente captabile ed instabile al sommo.

Per quel che riguarda le connessioni, data la frequenza di lavoro, molto bassa, non vi sono problemi particolari: gioverà la solita « pulizia » tecnica ed un po' di ordine, che comunque verrà da sè, se il fissaggio dei pezzi è stato razionale.

La messa a punto del radiomicrofono è semplicissima: per prima cosa si accenderà un ricevitore ad onde medie, sintonizzandolo poi su una frequenza ove non siano presenti emissioni della RAI (che ha stazioni più potenti di questa, quindi difficili da soverchiare).

Sintonizzeremo poi il nucleo di L_1-L_2, finchè il ricevitore sarà in passo con l'oscillatore: cosa che si manifesta solitamente con un fischietto o un sordo soffio rauco. Quindi regoleremo L_3, per mettere « in linea » il finale con l'oscillatore: la prova della raggiunta messa a punto, sarà il massimo segnale emesso e ricevuto.

G. B.

ELENCO MATERIALE

QUANTITÀ	DESCRIZIONI	VALORI	N. CAT. G.B.C.
1	Resistenza	220 k ½W 10%	D/32
1	»	15 k » »	»
1	»	10 k » »	»
1	»	5 k » »	»
1	»	6,8 k » »	»
1	»	2,2 k » »	»
1	»	220 Ω » »	»
3	Condens. fissi	50 pF mica	B/81
1	» »	500 pF »	B/84
2	» »	5 k pF carta	B/244
1	» »	10 k pF »	B/245
1	Condensatore CP1	120 pF	O/99
1	Condensatori elettrolitici	50 μF 25 Un cc.	B/363
2	» »	100 μF 25 Un cc.	B/364
1	Trasfor. intertrans. T1	rapporto 1/3	H/334
1	Transistore 0C71		
1	» 0C170		
1	» 0C44		I/770
1	Batteria 9 V		

NOTIZIE TECNICHE DAL MONDO

Dal 1948 ad oggi la produttività della Morganite Resistors Ltd. di Jarrow (Gran Bretagna) è aumentata con tanto vigore, che i centocinquanta dipendenti dell'epoca iniziale sono saliti a mille, per ora.

Uno sviluppo così rapido offre testimonianza della vitalità e della capacità tecnica e amministrativa di questa società britannica, fabbricante di componenti per le industrie della radio e della televisione.

È stato ora annunciato che, ai due stabilimenti in funzione, se ne aggiungerà presto un terzo per la costruzione di vari prodotti, fra cui alcuni tipi speciali di resistenze.

Un successo così lusinghiero è dovuto alla produzione di materiali di alta qualità che hanno guadagnato, in breve tempo e meritatamente, la fiducia dei mercati esteri. Infatti, in pochi anni le esportazioni della Morganite sono aumentate da 40.000 sterline all'anno (circa 70 milioni di lire) a 400.000 sterline (circa 700 milioni di lire), e sono tuttora in fase ascendente.

La Morganite Resistors Ltd. appartiene al Morgan Crucible Group la cui espansione si sviluppa senza posa.

L'Assemblea del Gruppo Costruttori Radio Televisione dell'ANIE tenutasi il giorno 6 giugno corrente anno, ha deliberato all'unanimità che per la stagione 1961/62 le antenne d'oro da assegnarsi siano in n° di 3 e che i candidati vengano scelti fra i ricercatori, i tecnici e gli studiosi nel campo della radio e della televisione.

L'istituto industriale di Colonia ha pubblicato i risultati di un'inchiesta sul cosiddetto potere di acquisto dei minuti-salario, svolta in alcuni Paesi occidentali. Così si è potuto accertare che per comperare un apparecchio televisivo l'operaio tedesco deve lavorare 13 ore 57 minuti, quello belga 403 ore 51 minuti, quello italiano 407 ore e 44 minuti.

Se vuole regalare alla moglie un paio di calze, l'operaio tedesco deve lavorare 51 minuti, quello svizzero un'ora e 14 minuti, quello italiano un'ora e 17 minuti.

Alcune delle più moderne attrezzature elettroniche verranno esposte nel corso di un giro di 2500 miglia dell'Europa Occidentale da parte di una ditta britannica (EMI Electronics Ltd) iniziatosi il 24 aprile. Una mostra mobile visiterà sei paesi nei prossimi quattro mesi.

Il giro, che passerà attraverso Olanda, Germania, Svizzera, Italia, Francia e Belgio, esporrà attrezzature EMI a Università, Scuole Tecniche Superiori, fabbriche e stabilimenti per l'energia atomica.

Gli articoli includono il più recente tipo di televisore a circuito chiuso con una camera televisiva che riprende le immagini attraverso un finestrino anteriore del veicolo. Altri articoli vanno da valvole elettroniche a tubi, a controlli della radiazione, attrezzature di registrazione e calcolatori analogici.

La « Ferranti Ltd » ha posto recentemente sul mercato un nuovo strumento, assai versatile, chiamato microcomparatore, da usarsi in laboratori e stabilimenti industriali per porre a raffronto dimensioni varie e per misurare movimenti minuti.

Esso consiste di una testa misuratrice, connessa elettricamente, tramite un cavo flessibile, ad un indicatore.

L'elemento primario elettronico nella testa è collegato direttamente alla sonda misuratrice, o stilo, agente sul fianco il che elimina tutti i collegamenti meccanici. L'attrito e il movimento perduto sono, quindi, inesistenti; qualsiasi movimento minuto dello stilo è misurabile.

È stata rivolta speciale attenzione al disegno dello strumento, in modo che sia in grado di resistere ad un servizio pesante. Di conseguenza, questo strumento potrà essere usato negli stabilimenti in maniera insolita per uno strumento di precisione.

Esso può essere usato per le verifiche di spessori, i dimensionamenti, le misurazioni delle vibrazioni e delle sollecitazioni, il controllo del macchinario, la telemetria, la metrologia, le pesature.

Un transistore, il 2N994, di piccolissime dimensioni — un ditale ne può infatti contenere 12 — con tempo massimo di commutazione di 80 nanosecondi, in un complesso conservativo di circuiti, è stato costruito dalla General Electric. Il suo regime di corrente di taglio al collettore è di 18 microampere, a temperatura ambiente di —55°C. Si ritiene che tale transistore di germanio a struttura piana sia il primo normalizzato con tali parametri estremi di temperatura.

Il transistore 2N994 ha tipico rapporto di amplificazione per una larghezza di banda di 1000 megacicli ed altre importanti caratteristiche, fra cui piccolo rapporto beta di 3 : 1; gradi dissipazione totale di potenza in aria libera di 2000 milliwatt; tensione massima bassa di saturazione di 10 milliampere a corrente di collettore.

La General Electric comunica inoltre di costruire in serie già 11 dei 12 tipi di transistori a commutazione rapida che essa ha attualmente in fabbricazione.

Tutti questi transistori sfruttano la combinazione delle tecniche più moderne per la costruzione di transistori utilizzanti strato epitassiale e struttura piana, con processo di diffusione gassosa.

Un industriale giapponese ha annunciato di aver messo a punto un televisore a transistor più piccolo del mondo. Alto 110 mm. e largo 150 mm., l'apparecchio pesa soltanto 2,8 chilogrammi e sarà messo in vendita nell'ottobre prossimo al prezzo di 60.000 yen (circa 120 mila lire).

2 interessanti convertitori UHF

I transistor OC 44/45 e OC 169/170 differiscono considerevolmente tra di loro sia per il modo con cui sono ottenute le giunzioni sia per la tecnica di fabbricazione impiegata; per questo motivo, il comportamento di questi due tipi di transistor, in un determinato circuito, sarà completamente diverso. Le difficoltà che si devono affrontare quando si usano i transistor OC 44/45 sono completamente diverse da quelle che presentano i transistor a « lega e diffusione ».

Viceversa; l'impiego di questi ultimi fa sorgere particolari problemi che non esistono nell'impiego dei transistor normali « a lega ».

Un confronto tra i transistor con giunzione ottenuta per lega e i transistor con giunzione ottenuta mediante i due processi combinati di lega e diffusione, indica che il coefficiente di amplificazione dei transistor a lega ha, approssimativamente, lo stesso valore in entrambe le direzioni; in particolare, ciò significa che i collegamenti al collettore e all'emettitore possono essere invertiti senza che il coefficiente di amplificazione risulti notevolmente modificato. In pratica però, questa possibilità non viene sfruttata in quanto con un transistor « invertito » non si riesce ad ottenere una forte amplificazione. Nei transistor « simmetrici » invece (per es. i tipi Philips, ASZ 11/12), nei quali le superfici del collettore e dell'emettitore hanno le stesse dimensioni, il coefficiente di amplificazione di corrente rimane praticamente identico sia nel caso di collegamento normale sia quando si inverte il collettore con l'emettitore. I transistor a lega e diffusione, montati normalmente, offrono un coefficiente di amplificazione di corrente molto più elevato di quello ottenibile con collettore ed emettitore invertiti. Come risulta dallo schema equivalente di fig. 1, il coefficiente di amplificazione α e è superiore ad α c. Questa differenza dà luogo, in determinati circuiti, ad un diverso comportamento dei due tipi di transistor. Per esem-

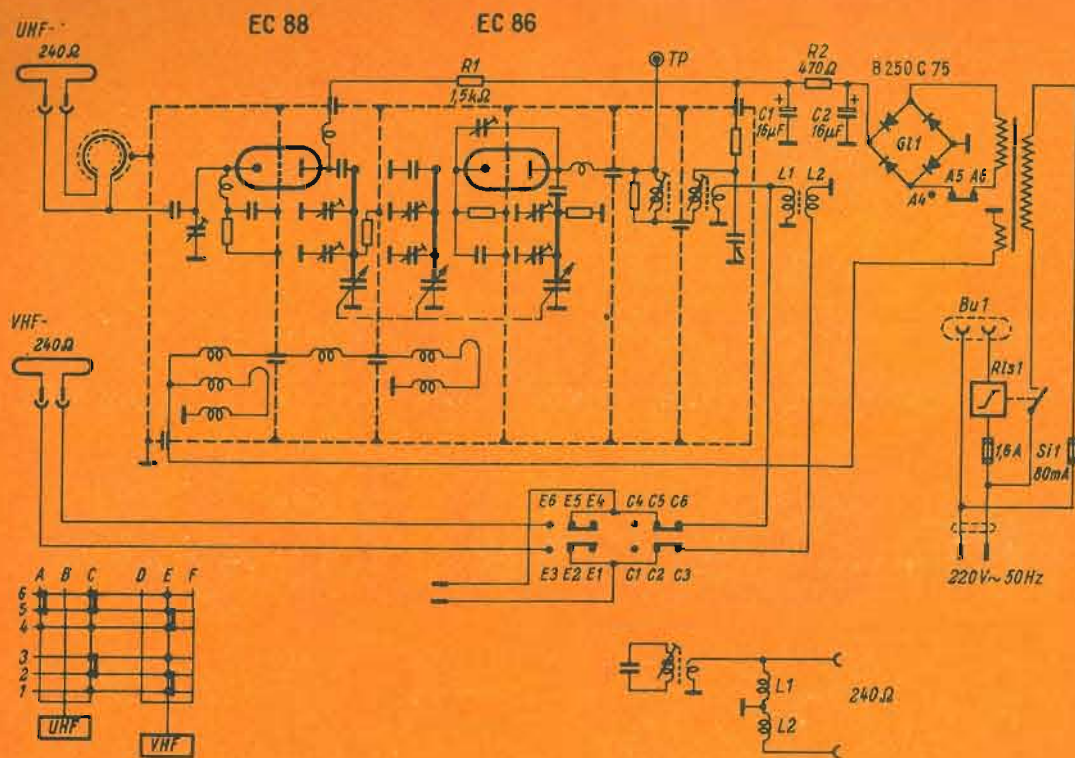



Fig. 1 - Schema elettrico del convertitore UHF Graetz FK 61.

Convertitore Graetz FK 61

In fig. 1 è indicato lo schema elettrico di questo convertitore. Come è facile rilevare, esso non differisce da quello dei selettori UHF attualmente in commercio. Un trasformatore d'ingresso (balun) « trasforma » la tensione simmetrica UHF presente ai terminali della piattina di discesa di antenna in una tensione simmetrica con un polo a massa. Segue un circuito di preselezione regolato mediante un trimmer (circuito a banda larga). La valvola preamplificatrice EC88 lavora in un circuito con griglia a massa. Come è noto, questa disposizione consente la migliore separazione tra circuito di uscita e circuito d'ingresso. Come circuito di uscita di questa valvola viene impiegato un filtro di banda in $\lambda/2$ accordato capacitivamente. Primario e secondario di questo filtro di banda sono a π. L'accoppiamento tra il primario ed il secondario è effettuato attraverso alcuni fori praticati nella parete di separazione dello chassis del selettore.

La valvola convertitrice EC86, agli effetti della frequenza del segnale d'ingresso, lavora in un circuito con griglia a massa.

Il segnale UHF, presente sul secondario del filtro di banda, passa induttivamente su di un conduttore che corre parallelo ad esso e che collega il catodo con la griglia della valvola convertitrice. Anche il circuito dell'oscillatore è realizzato a π. Un trimmer collegato tra anodo e catodo consente di realizzare le migliori condizioni di oscillazione. La frequenza intermedia (FI) presente sull'anodo della EC86, dopo opportuno filtraggio effettuato da una bobina di arresto e da un condensatore passante,

raggiunge il primario del trasformatore FI. Il punto di controllo TP serve esclusivamente per la taratura del selettore.

Segue il circuito di commutazione VHF/UHF mediante il quale l'antenna VHF viene collegata al convertitore e da questo direttamente all'ingresso del selettore del televisore. Infatti quando si preme il pulsante VHF (ricezione di un canale VHF) l'antenna VHF, attraverso i contatti E2-E3/E5-E6, viene collegata simmetricamente ai morsetti d'ingresso di antenna del televisore.

Quando invece si preme il pulsante UHF (ricezione del secondo programma) i morsetti d'ingresso di antenna del televisore vengono collegati ad un trasformatore (L1-L2) disposto all'uscita del convertitore. Nello schema le commutazioni sono appunto disposte per la ricezione UHF. A destra in basso nella fig. 1, il trasformatore (autotrasformatore con avvolgimento bifilare) L1/L2 è disposto in modo da rendere evidente la formazione del segnale simmetrico VHF all'uscita del convertitore.

Premendo il tasto UHF si chiudono anche i contatti A5-A6 nella sezione alimentatrice del convertitore e in questo modo le valvole EC88 ed EC86 ricevono la tensione anodica mentre l'alimentazione dei filamenti risulta già inserita. Per fare in modo che l'alimentatore del convertitore venga messo in funzione soltanto quando viene acceso il televisore si è provveduto ad inserire nel circuito di alimentazione del convertitore un termorelais R_{ls1}.

La presa di corrente per il televisore (B_{u1}) si trova per questo motivo nello stesso convertitore UHF. Quando si accende il televisore questo relais chiude il circuito primario del trasformatore di alimentazione del convertitore. Il relais scatta soltanto quando la potenza assorbita è superiore a 100 W. Pertanto, se il televisore avesse incorporato un giradischi o un apparecchio radio, essendo la potenza assorbita da questi ultimi generalmente inferiore a quella del televisore, il relais non scatterebbe ed il convertitore non verrebbe messo in funzione.

Convertitore Telefunken UV 2

Lo schema elettrico di questo convertitore è indicato in fig. 2. Esso corrisponde in tutto a quello precedentemente descritto. In questo schema elettrico sono indicati i valori dei componenti che non figuravano nella fig. 1. Nello schema di questo convertitore, contrariamente alla prassi normale, l'ingresso è posto a destra e l'uscita a sinistra. La frequenza intermedia (FI) all'uscita del convertitore viene ricavata su di una impedenza asimmetrica di 60 ohm e portata al commutatore UHF attraverso un circuito di arresto smorzato con una resistenza da 60 ohm. In posizione di ricezione UHF, i contatti C_4-C_5 vengono collegati e la tensione FI viene inoltrata attraverso un cavo coassiale con impendenza di 60 ohm al trasformatore di simmetrizzazione TR1 che trasforma l'impendenza da 60 ohm in 240 ohm in modo da presentare un segnale simmetrico e di adatta impendenza ai morsetti d'ingresso di antenna del televisore.

Nel circuito d'ingresso VHF si trova un identico trasformatore che effettua la trasformazione inversa e cioè adatta l'impedenza simmetrica di 240 ohm della discesa di antenna all'impedenza asimmetrica di 60 ohm d'ingresso della valvola. In posizione di ricezione VHF i contatti 3-4 vengono chiusi e la tensione VHF raggiunge il trasformatore TR1 dove è sottoposta ad un'altra trasformazione (da 60 ohm a 240 ohm). Questa doppia trasformazione

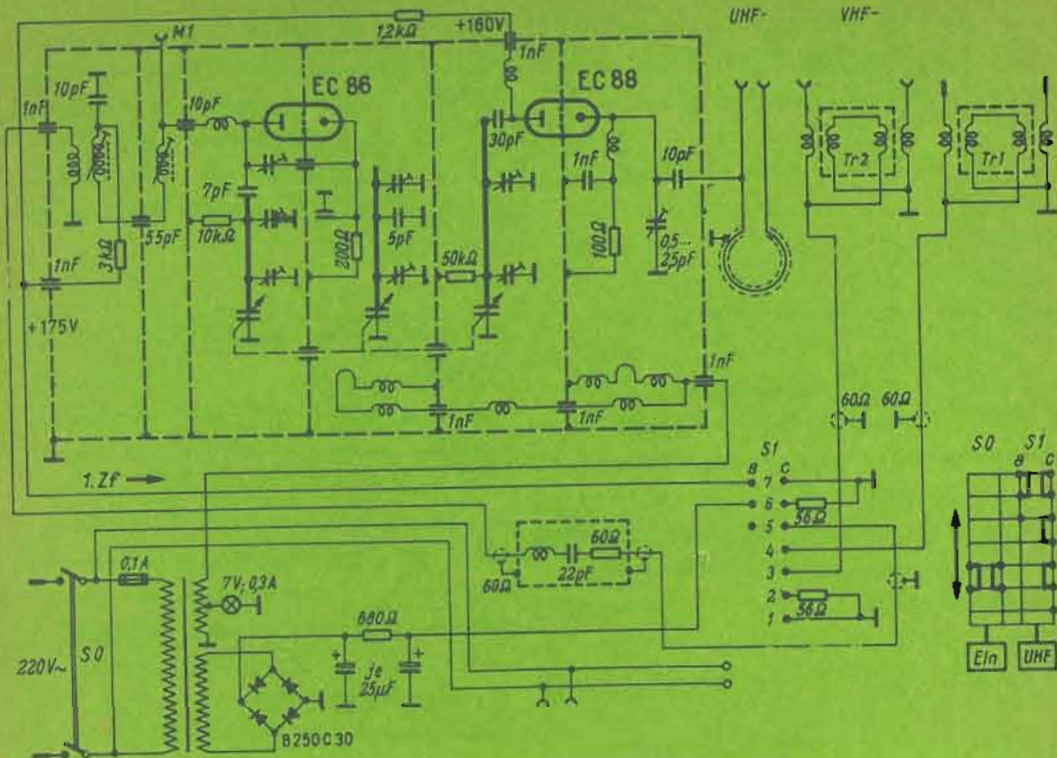



Fig. 2 - Schema elettrico del selettore UHF Telefunken UV 2.

d'impedenza è necessaria per le ragioni di adattamento che tutti conosciamo. Supponiamo però che venga usato come cavo di discesa di antenna un cavo coassiale di 60 ohm. In questo caso si richiedono due trasformatori di adattamento, uno all'inizio ed uno alla fine del cavo. Il debole segnale VHF di antenna viene sottoposto in questo caso a quattro trasformazioni d'impedenza prima di raggiungere la valvola amplificatrice.

Quest'ultima osservazione ci fa riflettere ancora una volta sull'opportunità che tutti i selettori siano provvisti anche di un ingresso a 60 ohm. Ciò consente di ridurre la serie di trasformazioni di impedenza necessarie per l'adattamento dei vari circuiti e di eliminare il pericolo che insorgano onde stazionarie che si traducono, nelle condizioni meno peggiori, in una perdita di dettaglio dell'immagine ricevuta.

L. C.

Per la sezione alimentatrice è previsto quanto segue: l'interruttore di rete SO del convertitore viene azionato dal tasto « Ein ». Dietro questo tasto si trova la presa di alimentazione per il televisore. L'interruttore di rete del televisore deve essere sempre chiuso. Televisore e convertitore vengono messi in funzione agendo su questo tasto. I filamenti del convertitore risultano sempre accesi mentre la tensione anodica viene inserita soltanto quando viene premuto il tasto UHF che chiude i contatti a6-a7.

(Rielaborato de Funkschau)

OSCILLOSCOPIO EICO MOD. 425

L'oscilloscopio EICO modello 425 è un oscilloscopio a banda passante relativamente larga, progettato principalmente per applicazioni radio, TV, audio, di laboratorio, per radioamatori e per tutti coloro che hanno l'hobby delle misure oscillografiche. Questo strumento si presta bene per misure per le quali si richieda stabilità e sensibilità, e non si richieda un oscilloscopio a larga banda passante e di elevato costo.

L'oscilloscopio a raggi catodici è senza dubbio uno dei più versatili strumenti oggi in uso, e questo grazie alla sua caratteristica di mostrare visivamente la relazione istantanea che lega tra loro due grandezze elettriche, indipendentemente dalla loro complessità.

Consente anche di osservare la relazione esistente fra una grandezza elettrica e il tempo; l'oscilloscopio può essere adoperato per la valutazione di valori differenziali di tensione, corrente, fase, frequenza, forma d'onda e tempo. Con la infinità di trasduttori oggi a disposizione, è facile convertire in impulsi elettrici, che vengono poi osservati sullo schermo dell'oscilloscopio, qualsiasi fenomeno dinamico e statico.

L'impiego principale degli oscilloscopi è quello connesso con lo studio dei fenomeni elettrici transitori e ricorrenti; dato però che l'oscilloscopio è uno strumento sensibile solo alle tensioni, è necessario che questi fenomeni siano prima convertiti in escursioni di tensione.

Nell'impiego normale, il segnale da osservare viene applicato ai terminali di ingresso verticale dell'oscilloscopio: questa tensione, attraverso gli amplificatori e la regolazione di ampiezza, serve a spostare verticalmente il raggio elettronico che si forma nel tubo a raggi catodici. Poichè, contemporaneamente, il fascio elettronico viene spostato orizzontalmente dal generatore dell'asse dei tempi secondo una legge lineare nel tempo, il movimento risultante del fascio sotto l'impulso delle tensioni applicate lungo gli assi X e Y mostra i valori istantanei della tensione X rispetto al tempo.

Le caratteristiche principali dell'"oscilloscopio EICO mod. 425 si possono riassumere in:

— Ampia osservazione di qualsiasi segnale, con tubo RC da 5 pollici.
— Amplificazione stabile e lineare.
— Larga banda e alta sensibilità per impieghi TV.
— Stadi finali verticali e orizzontali, in controfase, per una deflessione bilanciata.
— Doppi controlli potenziometri di posizione verticale ed orizzontale.
— Ingresso asse Z (possibilità di modulazione dello spot).
— Sincronizzazione interna ed esterna commutabile.
— Ampia gamma di frequenza del generatore di scansione orizzontale.
— Possibilità di collegamento diretto alle placche di deflessione del tubo.
— Tempo di ritorno della traccia molto ridotto.
— Trasformatore d'alimentazione che isola lo strumento dalla rete elettrica.

DATI TECNICI

Amplificatore verticale

Risposta di frequenza: da 5 a 500.000 Hz praticamente lineare. A 2,5 MHz, 6 dB d'attenuazione.
Sensibilità: da 2 a 40 mV efficaci per millimetro di deflessione.
Impedenza d'entrata: 1 MΩ.

Amplificatore orizzontale

Risposta di frequenza: da 5 a 400.000 Hz, lineare.
Sensibilità: da 2 a 60 mV efficaci per millimetro di deflessione.
Impedenza d'entrata: 1 MΩ.

Generatore della base dei tempi:

del tipo a multivibratore, con escursione di frequenza da 15 a 75.000 Hz.

Valvole impiegate

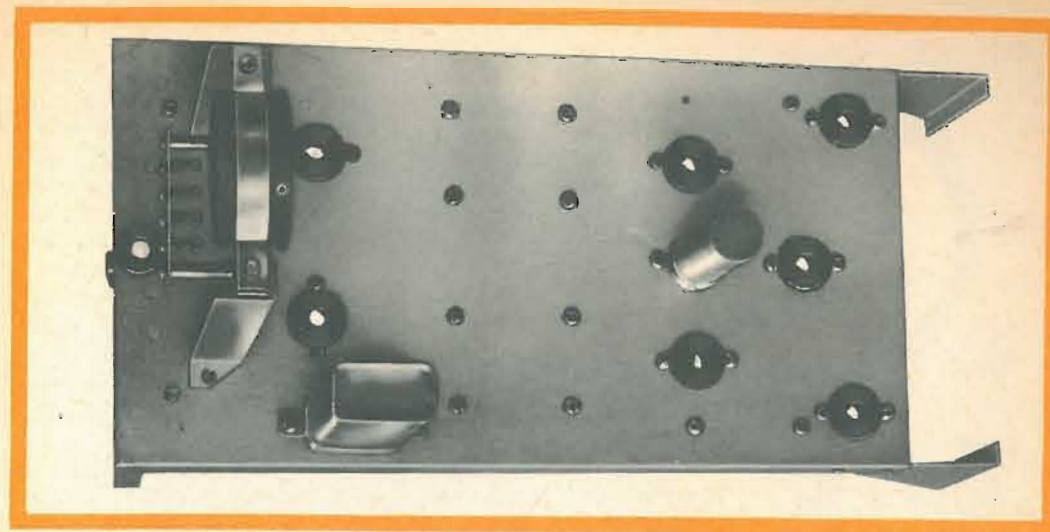
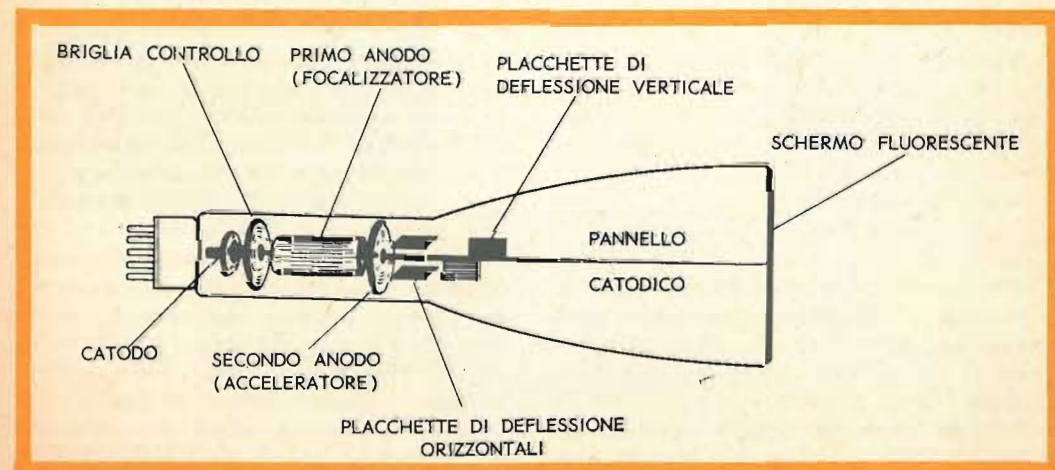
2/5Y3 - 2/6J5 - 3/6SN7 - 1/5CP1-A

Alimentazione

in corrente alternata: 220 V - 68 W.

DESCRIZIONE DEL CIRCUITO

Il tubo a raggi catodici è costituito da:

1) Cannone elettronico, che lancia una corrente di elettroni verso la faccia del tubo rivestita di materiale fosforescente. Ciò determina l'illuminazione dello schermo del tubo nel punto colpito dagli elettroni.
2) Griglia controllo, che regola il numero di elettroni che colpiscono lo schermo e conseguentemente la luminosità della traccia. Il potenziale di questo elettrodo è stabilito dal comando INTENSITY.

Disposizione delle parti sul telaio orizzontale

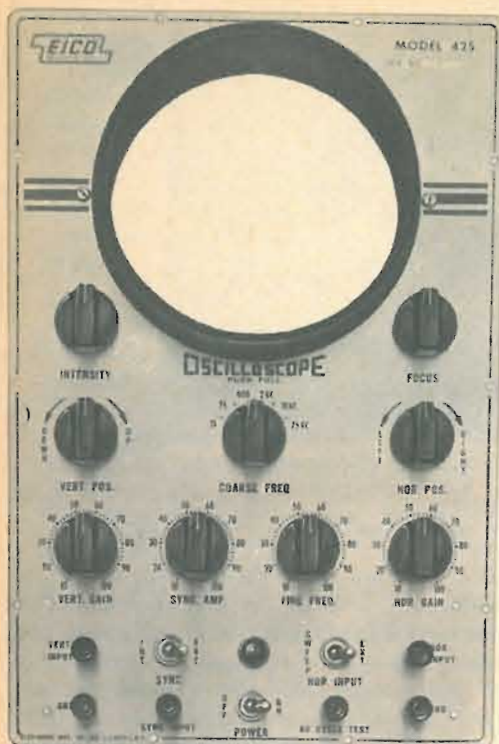
3) Anodo focalizzatore, che fa convergere il pennello elettronico in un fascio unico di diametro variabile. Il comando FOCUS consente di ridurre la dimensione del raggio e di avere sullo schermo del tubo un punto piccolissimo.
4) Anodo acceleratore, che funziona in unione all'anodo focalizzatore, accelera la corsa degli elettroni.
5) Due placche di deflessione verticale, poste ad angolo retto rispetto alla corrente elettronica. La differenza di potenziale fra le placche fa piegare il raggio elettronico in su o in giù. Per la centratura del punto viene applicata una differenza di potenziale c.c. a mezzo del comando VERT.POS.
6) Due placche di deflessione orizzontale, che funzionano sullo stesso principio delle placche verticali; il loro effetto sul fascio elettronico è uno spostamento orizzontale. Per le regolazioni di centratura interviene il comando HOR. POS.

Per aumentare la sensibilità totale dello strumento vengono impiegati stadi amplificatori verticali ed orizzontali, con ciò si rende possibile l'osservazione di forme d'onda di ampiezza molto ridotta.

Volendo esaminare segnali la cui frequenza sia superiore alla frequenza di taglio ($\simeq$ 1 MHz), si esclude l'amplificazione verticale interna e il segnale in esame si applica direttamente alle placche di deflessione del tubo a raggi catodici. (es: Controllo della percentuale di modulazione di una portante a Radio frequenza).

La deflessione orizzontale è ottenuta a mezzo di un generatore interno (base dei tempi) che produce una tensione a dente di sega di frequenza variabile. Questa tensione, quando viene applicata alle placche di deflessione orizzontale, determina un movimento del punto luminoso da sinistra a destra dello schermo del tubo. Detto punto ritorna celermente sulla sinistra per ripetere il ciclo.
(la traccia di ritorno è visibile sullo schermo, e tende a scomparire solo per tempi di ritorno molto brevi).

Qualsiasi tensione applicata alle placche di deflessione verticale determina uno spostamento verticale istantaneo del fascio elettronico; di conseguenza dall'azione combinata dei due movimenti nasce, come vedremo meglio in seguito, la rappresentazione grafica del fenomeno che si vuole studiare.

Vi è anche la possibilità di poter adoperare, al posto del generatore dell'asse dei tempi incorporato, un generatore esterno o anche la tensione alternata a frequenza di rete.

Pannello frontale dell'osciloscopio EICO - Mod. 425

Funzionamento dell'oscilloscopio

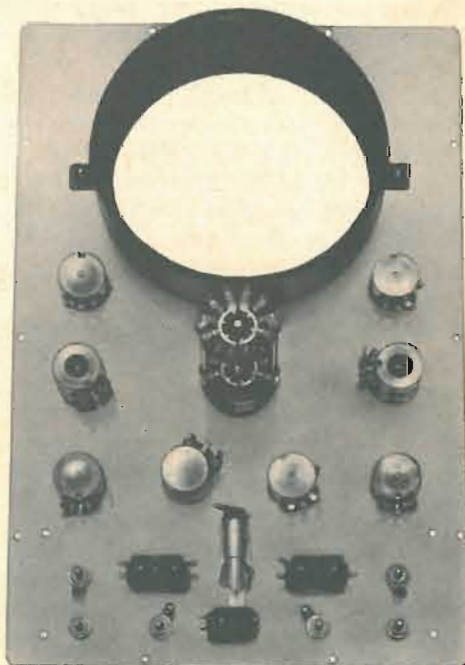
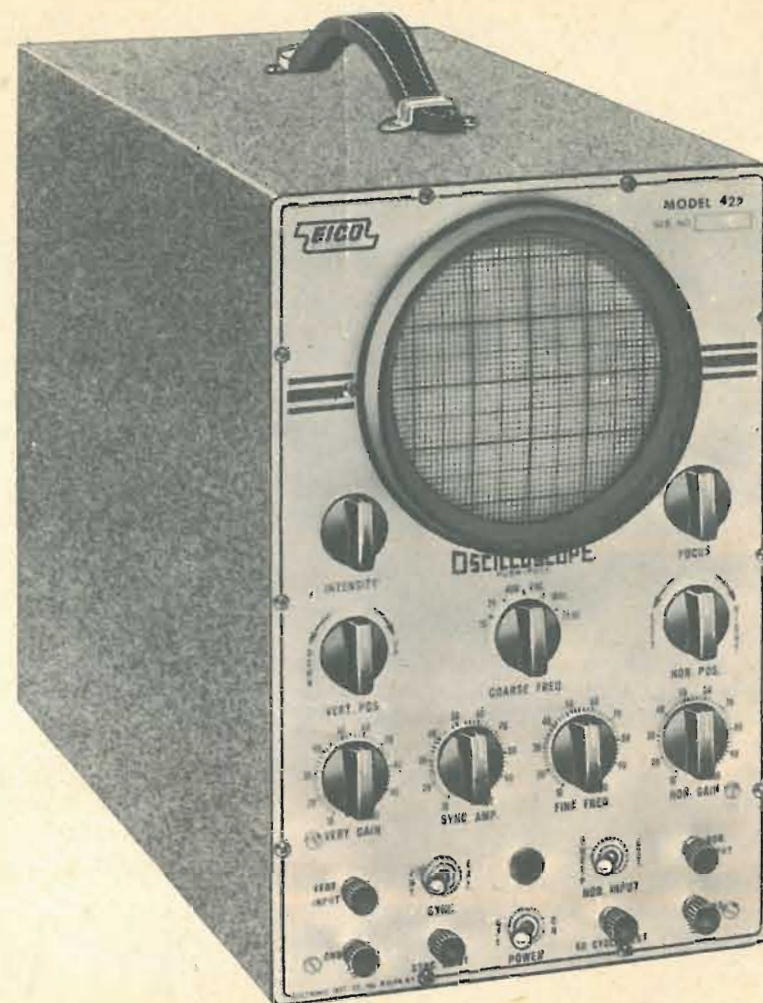
Le due manopole marcate INTENSITY e FOCUS controllano la qualità della traccia: indipendentemente da una interazione normale, la manopola INTEN. regola la luminosità e la manopola FOCUS il fuoco, e quindi la nitidezza della traccia sullo schermo dell'oscilloscopio. Una focalizzazione netta consente un punto perfettamente rotondo, indipendentemente dalla direzione di movimento del fascio elettronico.

Due manopole, marcate VERTICAL ed HORIZONTAL CENTERING, comandano la posizione della traccia sullo schermo: lo spostamento del comando verticale fa muovere la traccia in su e in giù, mentre il comando orizzontale fa muovere la traccia a sinistra e a destra.

Due manopole, marcate VERT, ed HORIZONTAL GAIN, comandano rispettivamente l'altezza e la larghezza della traccia (guadagno).

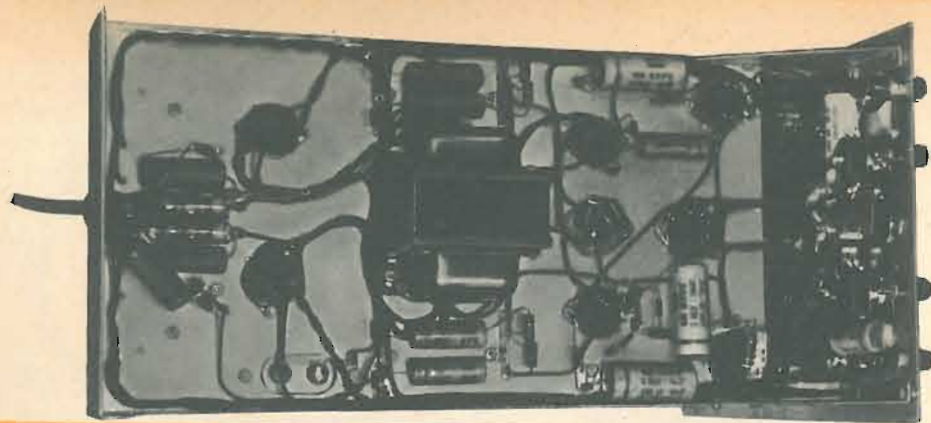
Il Deviatore indicato HOR. IMPUT permette di pilotare lo stadio orizzontale tramite l'oscillatore interno o un segnale esterno da iniettare nella presa relativa. Il deviatore SYNC. SWITCH consente di sincronizzare la frequenza del multivibratore con lo stesso segnale verticale o con un segnale esterno: il comando SYN. AMP. poi, regola l'ampiezza di questi segnali sino ad ottenere l'agganciamento delle oscillazioni. (Per non falsare la forma d'onda del dente di sega, questo comando deve essere regolato per il minimo segnale sufficiente alla sincronizzazione).

I comandi COARSE e FINE FREQ. consentono, rispettivamente a scatti e con variazione fine, di fissare la frequenza di oscillazione del multivibratore ad un valore molto prossimo a quello del segnale in esame.

Al morsetto 60 CYCLE TEST è disponibile un segnale campione di ampiezza 6,3 V e a frequenza di rete.

Disposizione delle parti sul retro del pannello

L'oscillografo " EICO " mod. 425 è in vendita presso tutte le Sedi G.B.C.

Il prezzo netto dell'oscillografo montato è di . . . . . L. 73.100

Il prezzo netto della scatola di montaggio completo di valvole e tubo è di . . . . L. 47.700

Detti prezzi si intendono netti franco Milano.

Come si presenta il telaio di base cablato

Questi, i comandi posti sul pannello frontale: posteriormente invece vi è una presa per consentire la modulazione dello SPOT (asse Z), e i morsetti di collegamento diretto alle placche di deflessione verticale.

Montaggio meccanico ed elettrico

Il montaggio del telaio di base e quello della piastra frontale devono essere effettuati separatamente; un volta completato il cablaggio delle due parti, queste vengono unite meccanicamente, completando i collegamenti mancanti.

Ciò premesso si inizierà il montaggio del telaio di base fissando (con viti, dadi e ranelle dentellate), come è indicato in fig. 1.

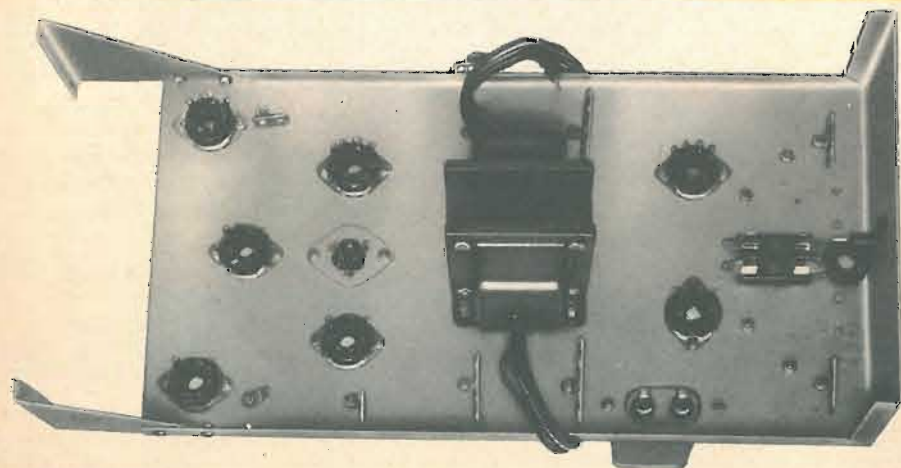
— il trasformatore d'alimentazione PT_1.
— i sette zoccoli octal, opportunamente orientati.
— il triplo condensatore elettrolitico C/10/11/12.
— il condensatore ad olio C7 tramite il supporto H_3.
— la spalla reggi cinescopio, completa della morsettiera T_9.
— il porta fusibili.
— tutti gli ancoraggi e le prese di massa.

Disposizione delle parti sul lato inferiore del telaio

Fig. 1 - Montaggio delle singole parti sul telaio di base.

In modo analogo, la piastra frontale porterà i potenziometri, i deviatori, il commutatore a due sezioni e i morsetti a vite.

Il cablaggio non presenta particolari difficoltà, basta seguire fedelmente l'indicazione delle tabelle riportate a pag. 9 e seguenti. È importante rispettare la disposizioni delle resistenze, condensatori e delle filature, riportate nello schema pratico, magari aiutandosi con le fotografie.

Evitare sia gli spargimenti di stagno che le saldature fredde. A cablaggio ultimato, unire tutte le filature in tanti " pettini ", avvolgendo i vari gruppi di fili di connessione fra telaio e piastra frontale, con filo di nylon o seta sottile, secondo il sistema telefonico.

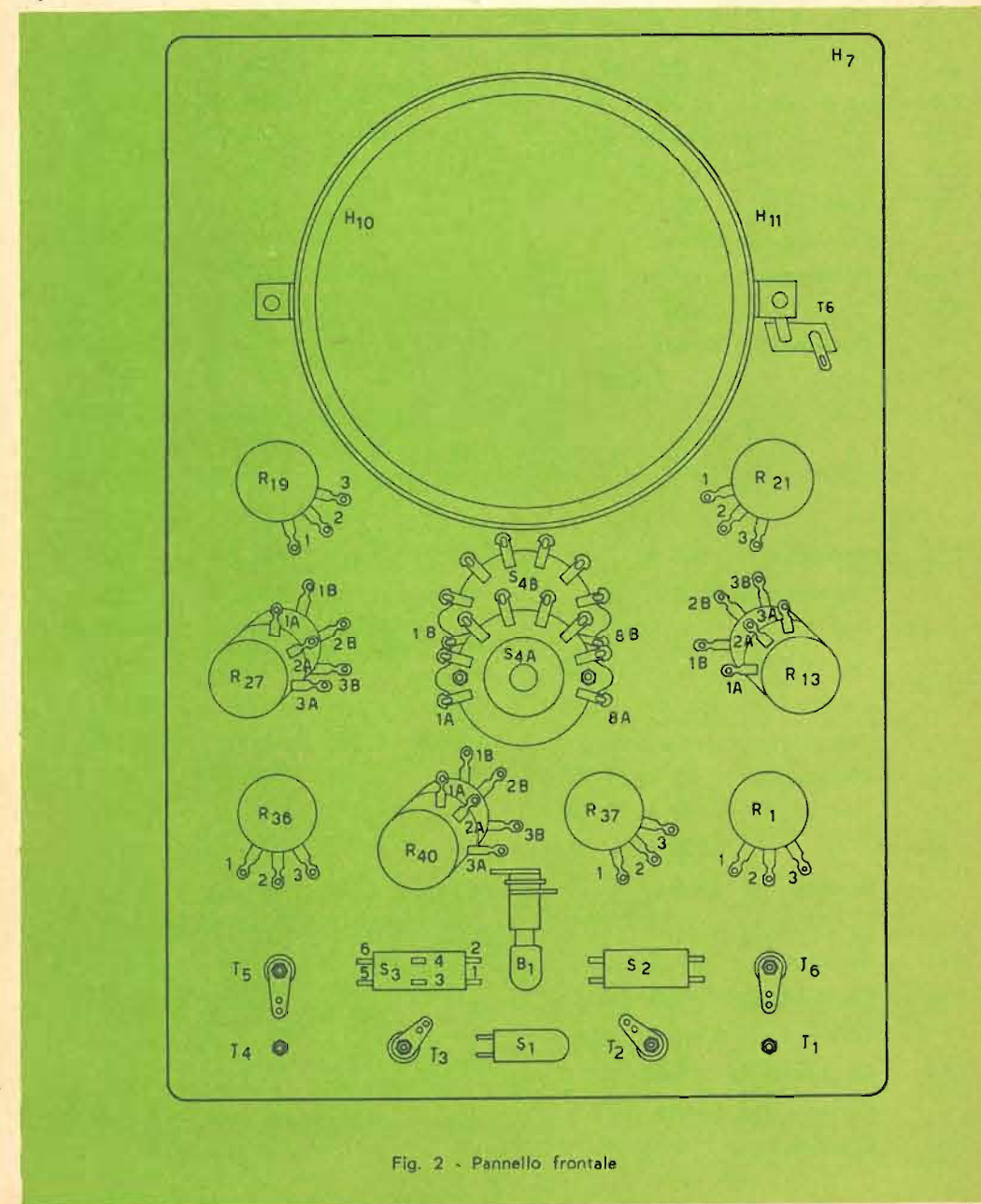



Fig. 2 - Pannello frontale

TABELLE DI CABLAGGIO

COLLEGAMENTI PANNELLO FRONTALE

Sigla	Descrizione	Da terminale	A terminale
C19	Condensatore 0,5 μF	S4A/7	S4B/7
C20	» 0,1 μF	S4A/6	S4B/6
C21	» 0,02 μF	S4A/5	S4B/5
C22	» 3000 μF	S4A/4	S4B/4
C23	» 680 μF	S4A/3	S4B/3
C24	» 100 μF	S4A/2	S4B/2
C20	Resistenza 100 k /1 W	R21/3	T6
	Connessione diretta	T6	R19/3
R46	Resistenza 47 k	R21/1	R21/3
R18	» 470 k /1 W	R19/1	R27/1A
	Connessione diretta	R27/1A	R27/3B
	»	R27/3B	R13/1B
	»	R13/1B	R13/3A
	»	R13/1A	R13/3B
	»	R13/3B	R27/1B
	»	R27/1B	R27/3A
R17	Resistenza 100 k	R27/3B	R36/3
	Connessione diretta	R36/3	B1/1
	»	B1/1	R40/3B
	»	B1/1	R37/3
	»	B1/1	B1/2
	»	R37/3	S4B/8
R39	Resistenza 22 k /1 W	R40/2B	S4B/1
R42	» 47 k /1 W	S4A/1	R40/2A
R41	» 220 k	B40/3A	S3/2
	Connessione diretta	S3/2	S4A/8
	»	S3/2	S3/1
R44	Resistenza 10 k	J3	B1/3
C17	Condensatore 0,5 μF	R36/1	S3/3
	Connessione diretta	P5	S3/5
C18	Condensatore 0,02 μF	R37/1	S2/3
	Connessione diretta	J2	S2/2
C1	Condensatore 0,25 μF	R1/1	J6

COLLEGAMENTI TELAIO DI BASE

Sigla	Descrizione	Da terminale	A terminale
PT1	Trasformatore	Blu	V3/8
PT1	»	Bianco/blu	V3/2
	Connessione diretta	V3/4	V3/6
	»	V3/6	C7/1
PT1	Trasformatore	Giallo	V8/1
PT1	»	Giallo	V8/14
PT1	»	Giallo/Rosso	Massa
	Connessione diretta	C7/2	Massa
PT1	Trasformatore	Arancio	V4/4
PT1	»	Rosso	V4/6
PT1	»	Verde	V4/8
PT1	»	Verde	V4/2
	Connessione diretta	V4/2	C10
R22	Resistenza 1 k /2 W	C10	C11
R23	» 4,7 k /2 W	C11	C12
	Connessione diretta	C11	T3/2
	»	C11	T2/2
R29	Resistenza 32 k /1 W	T2/2	T2/3
R30	» 47 k /1 W	T2/2	T2/1
	Connessione diretta	T2/1	V5/2
C14	Condensatore 0,1 μF	T2/1	T4/2
C13	» 0,1 μF	T2/3	T4/3
	Connessione diretta	T2/3	V5/5
R28	Resistenza 4,7 M	T4/3	T4/4
R26	» 4,7 M	T4/2	T4/4
	Connessione diretta	T4/2	V8/10
	»	T4/3	V8/11
R10	Resistenza 18 k /1 W	T3/2	T3/3
R11	» 22 k /1 W	T3/2	T3/1
C5	Condensatori 0,1 μF	T3/3	T5/3
C6	» 0,1 μF	T3/1	T5/2
	Connessione diretta	T3/3	V2/5
	»	T3/1	V2/2
R12	Resistenza 4,7 M	T5/3	T5/4
R14	« 4,7 M	T5/2	T5/1
	Connessione diretta	T5/2	T9/2
	»	T5/3	T9/4
	»	T9/1	V8/7
R16	Resistenza 4,7 M	T9/1	T9/2
R15	« 4,7 M	T9/4	T9/3
	Connessione diretta	T9/3	V8/8
	»	V8/9	Massa

Sigla	Descrizione	Da terminale	A terminale
PT1	Trasformatore	marrono	V8/8
	Connessione diretta	V2/8	massa
	»	V2/7	V5/7
	»	V5/1	V5/8
	»	V5/8	massa
	»	V1/7	V6/2
	»	V7/7	V6/2
	»	V7/8	massa
	»	V6/7	massa
	»	V1/2	massa
R9	Resistenza 47 Ω	V2/1	T1T10
R7	» 1 M	T10	T1/1
C4	Condensatore 0,5 µF	T10	massa
	Connessione diretta	V7/7	V2/7
PT1	Trasformatore	marrone	V2/7
R6	Resistenza 680 Ω	T1/1	V2/3
	Connessione diretta	V2/6	V2/3
R8	Resistenza 6,2 k	T1/1	massa
R5	» 1 M	T1/1	T1/2
R4	» 47 Ω	T1/2	V2/4
C3	Condensatore 0,5 µF	T1/2	V1/1
R31	Resistenza 1 k	V5/6	massa
	Connessione diretta	V5/3	V5/6
R32	Resistenza 1 M	V5/4	massa
C16	Condensatore 0,1 µF	V5/4	V6/3
R35	Resistenza 3,3 k	V6/8	massa
R34	» 47 k	V6/3	T11/2
R33	» 100 k	T11/2	V6/6
C15	Condensatore 0,5 µF	T11/2	massa
R24	Resistenza 100 k	V6/6	V6/4
R25	» 100 k	V6/4	massa
	Connessione diretta	V6/6	C12
	»	C12	V1/6
R38	Resistenza 470 Ω	V7/3	massa
	Connessione diretta	V7/6	V7/3
R2	Resistenza 1,2 k	V1/8	massa
C2	Condensatore 2000 pf	V1/8	massa
R3	Resistenza 47 k	V1/6	V1/3
H18	Cordone alimentaz.		F1/3
H18	»	—	F1/4
R47	Resistenza 470 k	J7	massa
C25	Condensatore 0,01 µF	J7	T8/1
	Connessione diretta	V1/1	V1/3

COLLEGAMENTI FRA PANNELLO E TELAIO

Sigla	Descrizione	Da terminale	A terminale	Note
PT1	Trasformatore	nero	F1/2	
C9	Condensatore 0,1 µF . .	F1/2	massa	
PT1	Trasformatore	nero	V3/7	
	Connessione diretta . . .	V3/7	S1/1	Connessione 10
	»	S1/2	F1/1	Connessione 11
C8	Condensatore 0,1 µF . .	F1/1	massa	
R43	Resistenza 1 M . .	T7	V1/3	
	Connessione diretta . . .	T7	S2/1	Connessione 14
	»	R1/3	massa	
	»	R1/2	V1/5	Connessione 17
	»	R37/2	V7/1	» 13
	»	S3/4	V7/5	» 8
	»	S4B/1	V7/4	» 7
	»	R36/2	V6/5	» 5
	»	R36/3	massa	
	»	R13/2A	T5/1	Connessione 16
	»	R13/2B	T5/4	» 15
	»	R27/2B	T4/4	» 3
	»	R27/2A	T4/1	» 4
	»	R21/1	V3/4	» 18
	»	R21/2	T8/2	» 20
R45	Resistenza 4,7 k . .	T8/1	T8/2	
	Connessione diretta . . .	T8/1	V8/3	
	»	R19/2	V8/5	Connessione 1
	»	R27/3A	V6/4	» 2
	»	S4A/1	V7/2	» 6
	»	R40/2A	V1/6	» 9
	»	B1/3	V1/7	» 12
	»	R21/3	V8/2	» 19

Infine, confrontare il montaggio eseguito con lo schema elettrico: infatti una eventuale anomalia di funzionamento sarà imputabile solo a un collegamento errato. Una volta controllato che tutti i comandi funzionino in modo normale, si potrà procedere alla chiusura definitiva dell'apparecchio nella custodia di protezione.

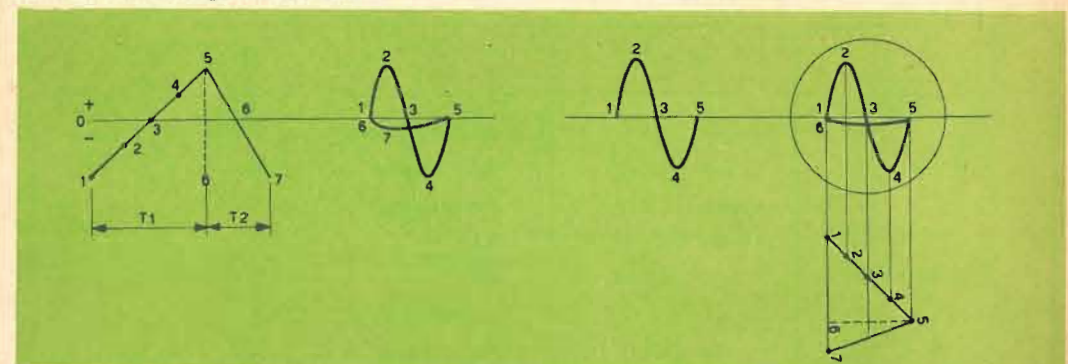
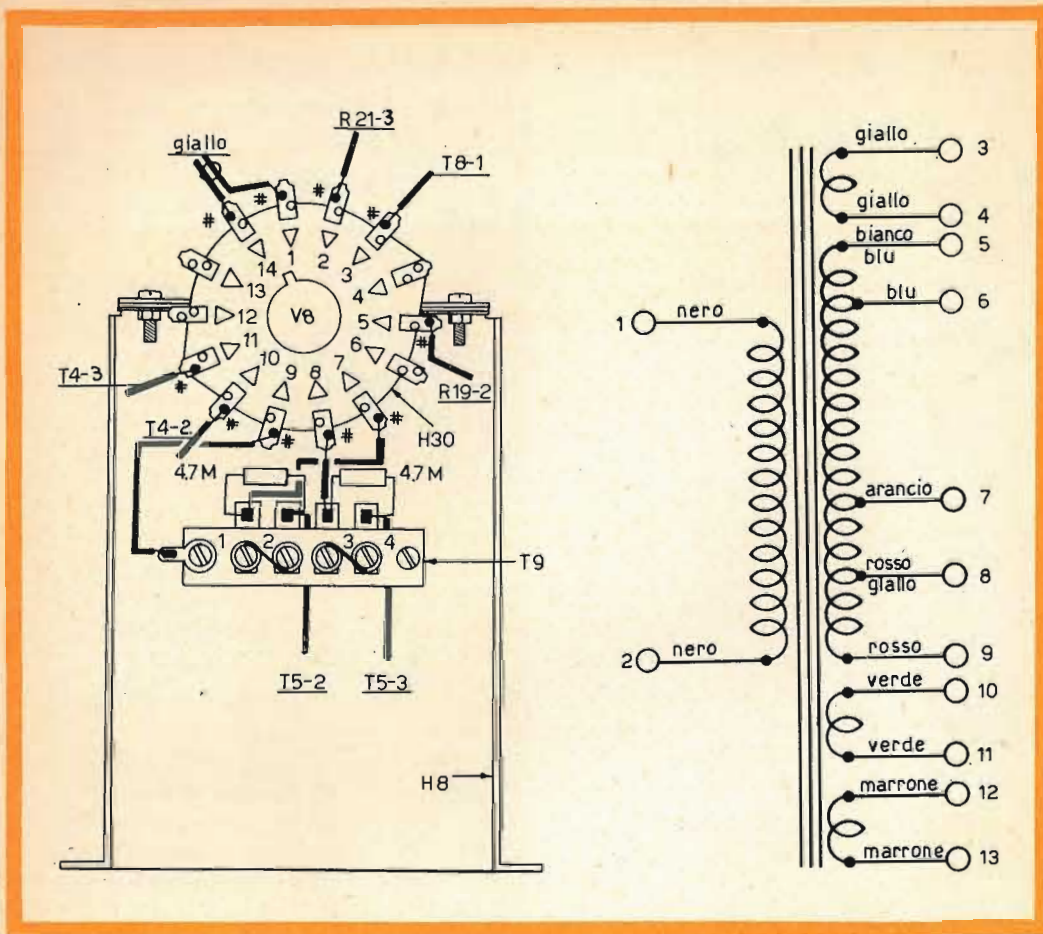



Fig. 3 - Collegamenti allo zoccolo del cinescopio e al trasformatore d'alimentazione

Tensioni al trasformatore d'alimentazione misurate con voltmetro da 20.000 Ω/V - c. c. - 5000 Ω/V c. a.

Terminali	Tensione	Funzione del circuito
1/2	— 220 V	Alimentazione
3/4	— 6,3 V	Accensione 5CP1/V8
5/6	— 5 V	Accensione 5Y3/V3
5/8	— 800 V	EAT
7/8 — 8/9	— 290 V	AT
10/11	— 6,3 V	Accensione 5Y3/V4
12/13	— 6,3 V	Accensione V1/V2/V7/V6/V5/L1

Alcune applicazioni dell' OSCILLOSCOPIO

Generalità

Come precedentemente accennato, l'oscilloscopio a raggi catodici è uno strumento molto versatile: può misurare grandezze elettriche basilari, e mostrare inoltre la relazione di fase esistente, in un determinato istante, tra di esse. Può mettere in relazione qualsiasi fenomeno variabile rispetto ad un riferimento di tempo controllato: può quindi indicare caratteristiche di frequenze, relazioni di fase e forme d'onda.

Impiegando dispositivi supplementari chiamati trasduttori, si possono analizzare molte altre grandezze fisiche.

I trasduttori vengono usati per convertire suono, calore, luce, trazione o movimento fisico, in impulsi elettrici che possono essere poi studiati osservandoli sullo schermo dell'oscilloscopio.

1 — Analisi di forma d'onda: Probabilmente il maggiore impiego dell'oscilloscopio risiede nello studio delle variazioni ricorrenti o transitorie di una grandezza elettrica. Dato che l'oscilloscopio è un dispositivo pilotato da tensioni, queste variazioni devono essere convertite prima in variazioni di tensione.

E' pratica comune quella di applicare la tensione segnale all'ingresso verticale dell'oscilloscopio. Questa tensione, attraverso gli amplificatori, fa spostare verticalmente il fascio elettronico del tubo a raggi catodici.

Contemporaneamente questo fascio viene mosso orizzontalmente a mezzo del generatore dell'asse dei tempi incorporato nello strumento; la frequenza di scanzione è normalmente una sub-armonica od una semplice frazione della frequenza del segnale. In tal caso sullo schermo si vede più di un ciclo completo del segnale.

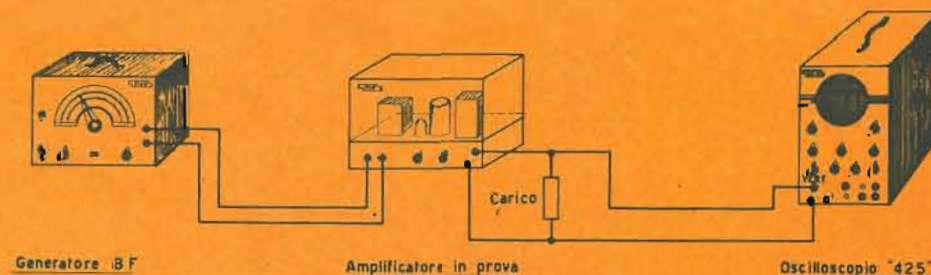



Fig. 1

2 — Prova di amplificazione e di circuiti audio. La figura 1 mostra la disposizione convenzionale delle apparecchiature per questa applicazione. Il generatore di bassa frequenza deve poter fornire un'onda sinusoidale pura con bassa distorsione armonica; la resistenza di carico deve adattarsi alla impedenza di uscita dell'amplificatore. E' pratica comune quella di effettuare tutte le prove con una tensione di ingresso sufficiente solo per sviluppare la potenza di uscita di riferimento: ciò evita il sovraccarico di qualsiasi parte dell'amplificatore, oltre che conseguenti imprecisioni di misura.

La fig. 2A fa rilevare un forte appiattimento di picco che rappresenta circa il 10% di distorsione armonica. Tale condizione può essere causata da una non giusta tensione di polarizzazione di qualche stadio o da una valvola non efficiente in uno stadio amplificatore in push-pull. La fig. 2B indica una distorsione di terza armonica, particolarmente comune.

La fig. 2C fa vedere l'appiattimento di tutti e due i picchi, indicazione di sovraccarico in qualche punto del circuito.

Sebbene l'impiego su un amplificatore di un'onda sinusoidale d'ingresso fornisca molte indicazioni utili, l'impiego di un'onda quadra da indicazioni ancora più precise e sensibili sul rendimento del complesso rispetto alle distorsioni di ampiezza e fase. Ammettiamo di applicare un'onda la cui forma sia quella della fig. 3A, con la frequenza fondamentale di 50 Hz.

In un amplificatore teoricamente perfetto, la forma d'onda di uscita dovrebbe essere un duplicato esatto di quella di ingresso, eccetto l'aumento d'ampiezza conseguente al guadagno dell'amplificatore. In effetti sull'oscilloscopio si nota una distorsione che dice molto sul comportamento dell'amplificatore per frequenze considerevolmente lontane dalla frequenza di prova. Se il rendimento di un amplificatore alle frequenze elevate è eccellente, la forma d'onda si presenta con angoli acuti e pulitamente.

Una distorsione come quella della fig. 3B, indica una cattiva risposta dell'amplificatore alle frequenze elevate: può trattarsi di distorsione di ampiezza, di fase o di frequenza.

Possiamo quindi desumere in generale che la parte in salita dell'onda indica la capacità dell'amplificatore di riprodurre frequenze audio elevate. Per contro, la pendenza della parte superiore piatta dell'onda, indica quale è il rendimento dell'amplificatore a frequenze audio basse. La fig. 3C dà una indicazione caratteristica di un amplificatore con cattiva curva di risposta per frequenze audio basse.

Il generatore di onda quadra usato deve essere in grado di fornire la forma d'onda desiderata con una buona regolazione di tensione ed una bassa distorsione.

A tale scopo si raccomanda l'oscillatore audio EICO modello 377.

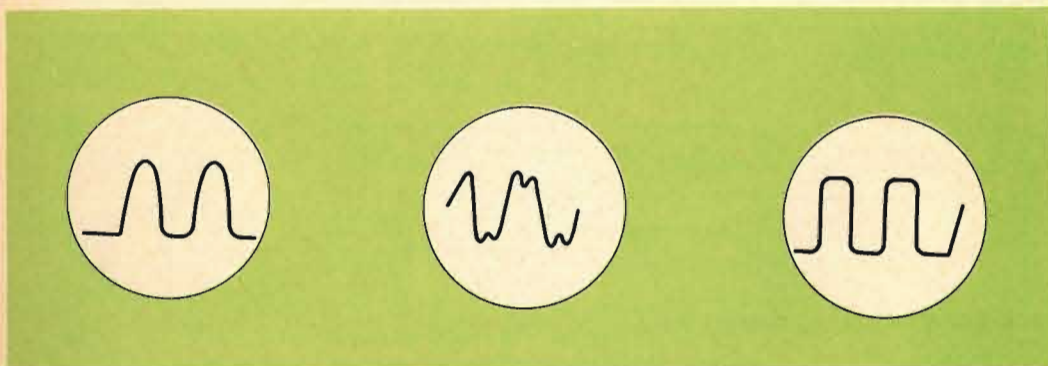



Fig. 2

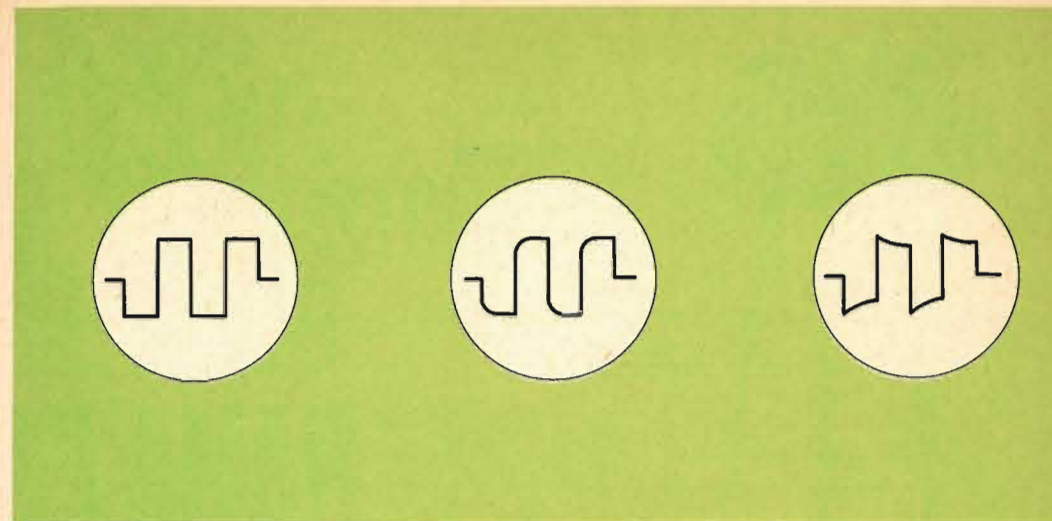



Fig. 3

Allineamento di un ricevitore televisivo. Viene condotto impiegando un oscilloscopio e un generatore di scansione: questo generatore deve fornire un segnale a radio frequenza nella gamma di funzionamento dei moderni ricevitori televisivi. Il segnale è modulato in frequenza a 50 Hz, con una deviazione di diversi megacicli. Esso deve fornire altresì una tensione di scansione controllabile in fase per pilotare gli amplificatori di deflessione orizzontale dell'oscilloscopio, e un sistema che blocca l'uscita a radio frequenza del generatore per metà del suo ciclo di funzionamento. In effetti l'uscita del generatore inizia ad una frequenza di riferimento, ed esplora alternativamente a cadenza uniforme dalla frequenza di riferimento a frequenza al di sopra ed al di sotto di diversi megacicli. L'ingresso verticale dell'oscilloscopio è pilotato dalla tensione di uscita dell'amplificatore video. Dato che questa tensione varia in dipendenza diretta del guadagno degli stadi amplificatori di media e radio frequenza per l'intera gamma di frequenza esplorata, la traccia che si vede sullo schermo è in effetti una rappresentazione grafica della curva degli amplificatori sotto misura. La fig. 4 mostra le connessioni fra generatore di allineamento, ricevitore, ed oscilloscopio. L'esatta procedura per l'allineamento varia in maniera notevole, e i dati relativi possono essere ottenuti direttamente dalla ditta costruttrice del televisore. Normalmente viene fornita una rappresentazione grafica della curva di risposta desiderata assieme ad una serie di regolazioni occorrenti per raggiungere grosso modo la traccia desiderata: osservando la traccia sull'oscilloscopio si possono fare le regolazioni finali.

Controllare la forma d'onda di un segnale televisivo video, attraverso i vari successivi stadi del ricevitore, è senza dubbio la misura più importante fra quelle effettuabili su un televisore.

Allo scopo di potere osservare le piccole variazioni nella forma d'onda, che in effetti mostrano la differenza fra una immagine buona ed una cattiva, l'oscilloscopio deve poter amplificare le variazioni di tensione su una vasta gamma di frequenza, senza per altro distorcerle.

Al fine di non raccogliere l'inviluppo di modulazione degli stadi amplificatori video o di media frequenza, viene usata una sonda rivelatrice da collegare alla placca, griglia od al catodo dello stadio sotto misura. Ciò è necessario in quanto il segnale in questi stadi contiene ancora l'inviluppo di modulazione di ampiezza della portante, che deve essere rivelato e demodulato per poter essere analizzato sull'oscilloscopio; a questo scopo è adatta la sonda demodulatrice EICO. In qualsiasi punto del circuito

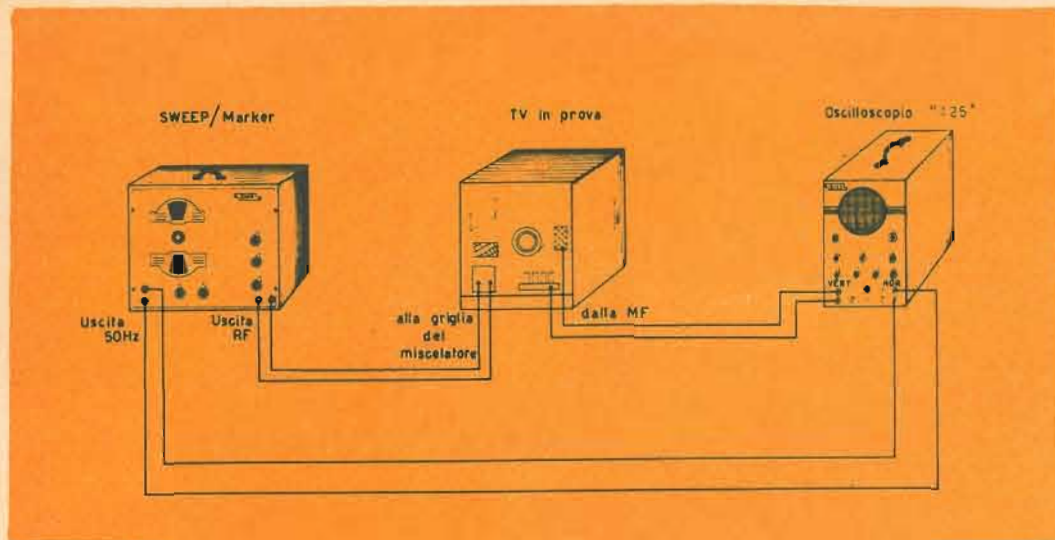



Fig. 4

dopo il rivelatore video, tale sonda non è più necessaria e basta allo scopo un cavo schermato di bassa capacità.

In modo analogo e con la medesima strumentazione, si può procedere all'allineamento di un ricevitore a modulazione di Ampiezza o di Frequenza. In quest'ultimo caso è particolarmente interessante poter rilevare, oltre alla curva di risposta degli amplificatori di media frequenza, la forma d'onda del segnale all'uscita del discriminatore (fig. 5A e 5B).

Analisi di inviluppi di modulazione: I radiantisti usano spesso l'oscilloscopio per controllare la qualità dei segnali a radio frequenza modulati, uscenti dai loro trasmettitori. Dato che la curva di risposta dell'amplificatore verticale dell'oscilloscopio non è in grado di riprodurre con precisione la frequenza della portante a radiofrequenza, (tranne che sui 160 ed 80 metri) occorre fare le connessioni direttamente alle placche di deflessione verticale del tubo a raggi catodici. Nell'oscilloscopio EICO-425, i mor-

Fig. 5

setti di collegamento sono posti sul retro dell'apparecchio.

Il segnale visibile sullo schermo è trapezoidale, e si forma quando il segnale a radio frequenza è applicato alle placche di deflessione verticale, ed il segnale audio modulante all'ingresso orizzontale. La fig. 6A mostra la forma di una tipica traccia trapezoidale: all'aumentare della percentuale di modulazione, la traccia diventa di forma più triangolare e, per percentuale di modulazione del 100%, diventa un triangolo perfetto (fig. 6B).

Per il fenomeno di sovramodulazione, la traccia assume la forma della fig. 6C. La figura trapezoidale è molto utile per determinare la percentuale di modulazione: la sua altezza massima (H_2) e la minima (H_1) sono misurate usando una unità conveniente. La percentuale di modulazione si calcola come segue:

$$\frac{(h2 - h1)}{(h2 + h1)} \times 100 = \text{Perc. di modulaz.}$$

Misure varie di forma d'onda: In questa categoria di misure sono comprese le analisi delle forme d'onda per lo studio di rumori, vibrazioni, per applicazioni sub-soniche e ultra-soniche e per centinaia di altre applicazioni che richiedano studi particolari.

Misure di tensioni c. a.: Grazie alle sue caratteristiche peculiari, l'oscilloscopio è particolarmente adatto per misure di tensioni c. a. Con l'avvento della televisione l'impiego dell'oscilloscopio è divenuto indispensabile, in quanto con esso possono eseguirsi misure di tensione c. a. indipendentemente dalla forma d'onda; l'impiego del voltmetro misuratore di valori efficaci non è assolutamente adatto allo scopo. Molti bollettini informativi di televisione specificano che le letture di tensione ai diversi punti del circuito devono essere " da picco a picco ": ogni giorno di più, tali misure ed altre particolari applicazioni divengono più comuni. L'oscilloscopio EICO 425 può essere tarato con valori adatti al particolare tipo di misura.

Quando l'oscilloscopio viene usato per misure di tensione c. a. può essere a volte utile escludere la deflessione orizzontale, portando il comando HORIZONTAL GAIN a zero.

Si ottiene in tal modo una linea verticale che può essere messa a fuoco e centrata esattamente per effettuare letture più accurate.

Le relazioni esistenti tra gli elementi di un'onda sinusoidale c. a. sono:

Tensione massima =
Tensione efficace x 1,414

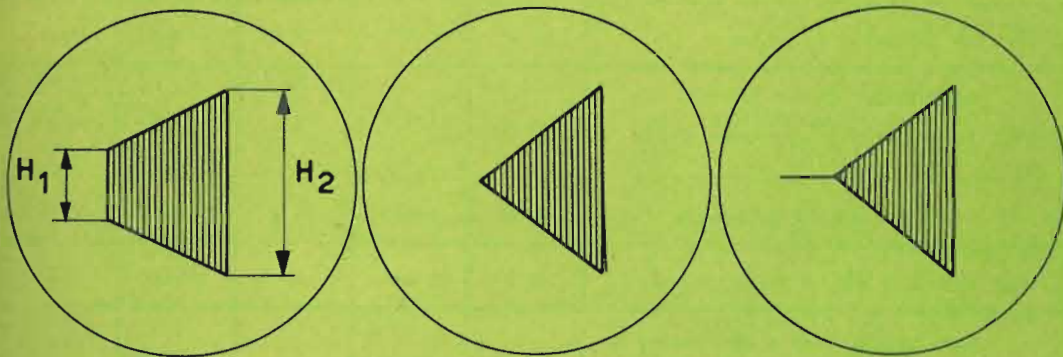



Fig. 6

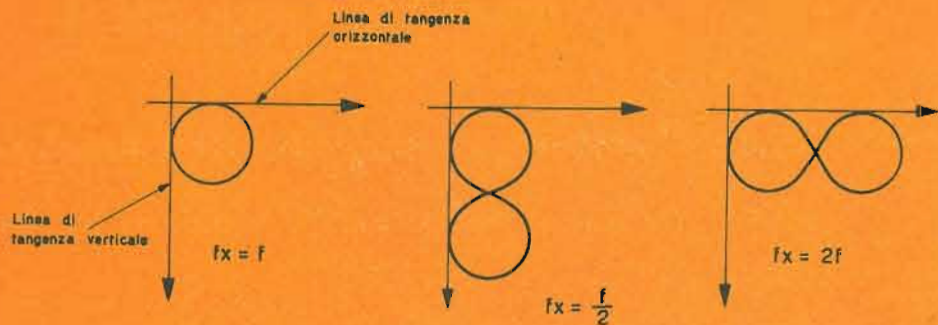



Fig. 7

Tensione da picco a picco =
Tensione efficace x 2,828

Tensione efficace =
Tensione massima x 0,707

Tensione efficace =
Tensione da picco a picco x 0,3535.

Misure di corrente c. a.: Per misurare correnti c. a., la corrente incognita deve esser fatta passare attraverso una resistenza di valore noto; successivamente viene determinata la caduta di tensione ai capi della resistenza con la formula:

$$I = V/R.$$

E' importante che la resistenza impiegata non presenti fenomeni reattivi per la frequenza in gioco, e che sia di valore trascurabile rispetto alla resistenza di carico.

Misure di frequenza: Si possono effettuare misure di frequenza con una precisione limitata solo da quella della frequenza di riferimento. Nella maggior parte dei casi questa può essere la frequenza di linea a 50 cicli, che normalmente è altamente costante. La frequenza incognita è applicata all'ingresso verticale e la frequenza di riferimento all'ingresso orizzontale; il generatore dell'asse dei tempi interno non viene adoperato. Le figure che si vedono sullo schermo dell'oscilloscopio possono avere una infinità di forme, e prendono il nome di " figure di Lissajous ". (fig. 7)

Il rapporto di frequenza incognita può essere ricavato dalla formula:

$$x = \frac{Th \,.\, F}{Tv}$$

dove fx è la frequenza incognita, Th, il numero di anelli che toccano la linea di tangenza orizzontale e Tv il numero di anelli che toccano la linea di tangenza verticale. A questo proposito è buona norma far ruotare le figure sull'oscilloscopio piuttosto che tenerle ferme; ciò per evitare la possibilità di errori nel contare i punti di tangenza. Se la traccia è ferma si può formare una doppia immagine; in tal caso l'estremità della traccia viene contata come mezzo punto di tangenza e non come punto intero. Ciò può accadere quando non viene variata nessuna delle frequenze.

Misure di fase: A volte è necessario determinare la relazione di fase esistente fra due tensioni c. a. della medesima frequenza. Ciò si può fare con molta facilità applicando una delle tensioni all'ingresso orizzontale e l'altra all'ingresso verticale. La relazione di fase può essere determinata consultando le figure qui sotto riportate. (fig. 8)

Per calcolare la relazione di fase, adoperare la formula: Sen O = A/B.

La distanza A è misurata dall'asse X al punto d'intersezione della traccia con l'asse Y. La distanza B rappresenta l'altezza della traccia sopra l'asse X. L'asse dell'ellisse deve passare attraverso il punto O.

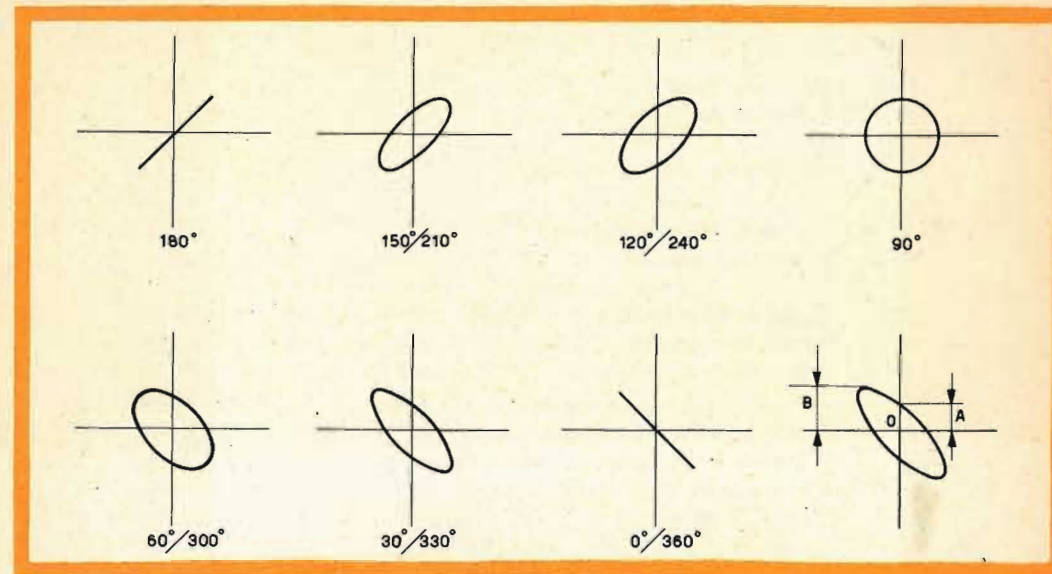



Fig. 8

Tabella delle tensioni ai piedini delle valvole

Piedino sullo zoccolo	V1 (6J5)	V2 (6SN7)	V3 (5Y3)	V4 (5Y3)	V5 (6SN7)	V6 (6Y5)	V7 (6SN7)	V8 (5CP1)
1	130	45	—	—	—	—	—	—
2	—	260	800 CA	390	185	6,3 CA	100	1050
3	130	70	—	—	6,5	105	2,5	1050
4	—	45	— 1200	290 CA	—	135	— 12	1050
5	—	270	—	—	280	—	55	750
6	320	70	— 1200	290 CA	6,5	310	2,5	—
7	6,3 CA	6,3 CA	—	—	6,3 CA	—	6,3 CA	—
8	4,2	—	800 CA	390	4,2	4,4	—	—

Tensioni misurate verso massa con voltmetro 20.000 Ω/V e comandi frontali in posizione:

Ampiezza verticale, Ampiezza sincronismo, Frequenza fine: a zero
Ampiezza orizzontale: . . . . a metà corsa
Luminosità e fuoco: . . . . al massimo
Posizione verticale e orizzontale: . . . . a metà corsa
Commutatore orizzontale: . . . . in posizione sweep
Sincronismo: . . . . in posizione INTERNO

Elenco dei materiali che compone l'oscillografo "EICO" mod. 425

N°	Descrizione	Sigla
1	Lampada spia	B1
1	Portafusibili	F1
2	Fusibili	F2
1	Squadretta sinistra fissaggio telaio	H1
1	» destra » »	H2
1	Supporto per condensatore C7	H3
1	Gommino passafili	H4
1	» passa cordone	H5
1	Ranella dentellata per fissaggio J7	H6
1	Pannello frontale	H7
1	Supporto cinescopio	H8
1	Pannello per accedere a T9	H9
1	Feltro anteriore fissaggio cinescopio	H10
1	Protezione anteriore cinescopio	H11
2	Distanziatori 37,5 mm fissaggio T9	H12
1	Telaio di base	H13
1	Custodia metallica	H14
1	Maniglia in pelle per custodia	H15
2	Viti 6/32" x 1/2"	H16
4	Ranelle in Bakelite piane	H17
1	Cordone alimentazione con spina	H18
1	Piastrina di fissaggio per C10/11/12	H19
6	Ranelle in bakelite	H20
9	Ranelle da 3/8" per pannello	H21
9	Dadi 3/8" per potenziometri	H22
6	Dadi 7/16" per deviatori	H23
9	Ranelle 3/8"	H24
16	Viti auto-filettanti	H25
2	Ferma maniglia	H26
51	Viti 6/32" x 1/4"	H27
53	Dadi 6/32"	H28
2	Viti 6/32" x 3/4"	H29
1	Zoccolo cinescopio 14 piedini	H30
7	Zoccoli octal	H31
9	Manopole	H32
46	Ranelle dentellate	H33
1	Mascherina frontale graduata (celluloide)	H34
10	Pagliette di massa	H35
1	Feltro posteriore fissaggio cinescopio	H36
2	Fascette fissaggio posteriore cinescopio	H37
1	Bottone anodico cinescopio	H38
4	Morsetti per J1 ÷ J6	H39
10	Dadi per J1 ÷ J6	H40
6	Ranelle piane	H41
2	Ranelle 1/8"	H42
6	Morsetti d'entrata	J1 ÷ 6

N°	Descrizione	Sigla
1	Morsetto per asse Z	J7
1	Trasformatore d'alimentazione	PT1
1	Interruttore d'accensione	S1
1	Deviatore 1 via	S2
1	Deviatore 2 vie	S3
1	Commutatore 2 vie — 5 posizioni	S4 A/B
2	Ancoraggi a 2 posti	T1/6
2	Ancoraggi a 3 posti	T2/3
2	Ancoraggi a 4 posti	T4/5
1	Basetta con 4 morsetti a vite	T9
3	Ancoraggio a 1 posto	T10/7/8
1	Ancoraggio a 1 posto e massa	T11
2	Valvole 6J5	V1/6
3	» 6SN7	V2/5/7
2	» 5Y3	V3/4
1	Tubo a raggi catodici 5CP1.	V8

CONDENSATORI

Sigla	Valori	Note
C1	0,25 μF	
C2	2000 μF	
C3	0,5 μF	
C4	0,5 μF	
C5	0,1 μF	
C6	0,1 μF	
C7	1 μF	A olio
C8	0,1 μF	1500 VL
C9	0,1 μF	
C10		
C11	10 + 10 + 10 μF	Elettrolitico
C12		450 VL
C13	0,1 μF	
C14	0,1 μF	
C15	0,5 μF	
C16	0,1 μF	
C17	0,5 μF	
C18	20000 pF	
C19	0,5 μF	
C20	0,1 μF	
C21	20000 pF	
C22	3000 pF	
C23	680 pF	A mica
C24	100 pF	A mica
C25	10000 pF	

Sigla	Descrizione	Valori	Note
R1	Potenziometro	1 MΩ	Amp, Verticale
R2		1200Ω ½ W	
R3		47 kΩ 1 W	
R4		47 Ω	
R5		1 MΩ	
R6		680 Ω	
R7		1 MΩ	
R8		6200 Ω	
R9		47 Ω	
R10		18 kΩ 1 W	
R11		22 kΩ 1 W	
R12		4,7 MΩ	
R13 A/B	Potenziometro	4+4 MΩ	Pos. Verticale
R14		4,7 MΩ	
R15		4,7 MΩ	
R16		4,7 MΩ	
R17		100 kΩ	
R18		470 kΩ 1 W	
R19	Potenziometro	250 kΩ	Focalizzazione
R20		100 kΩ 1 W	
R21	Potenziometro	100 kΩ	Luminosità
R22		1000 Ω 2 W	
R23		4700 Ω 2 W	
R24		100 kΩ	
R25		100 kΩ	
R26		4,7 MΩ	
R27 AB/	Potenziometro	4+4 MΩ	Pos. Orizzontale
R28		4,7 MΩ	
R29		22 kΩ 1 W	
R30		47 kΩ 1 W	
R31		1200 Ω	
R32		1 MΩ	
R33		100 kΩ	
R34		47 kΩ 1 W	
R35		3300 Ω	
R36	Potenziometro	1 MΩ	Amp. Orizzontale
R37	Potenziometro	100 kΩ	Amp. Sincronismo
R38		470 Ω	
R39		22 kΩ 1 W	
R40 A/B	Potenziometro	250 kΩ + 1 MΩ	Controllo frequenza
R41		200 kΩ	
R42		47 kΩ 1 W	
R43		1 MΩ	
R44		10 kΩ	
R45		4700 Ω	
R46		47 kΩ 1 W	
R47		470 kΩ 1 W	

(continua dal n. 5-6 1962)

EMISSIONE FOTOELETTRICA dalla serie di diapositive a colori "PHILIPS"

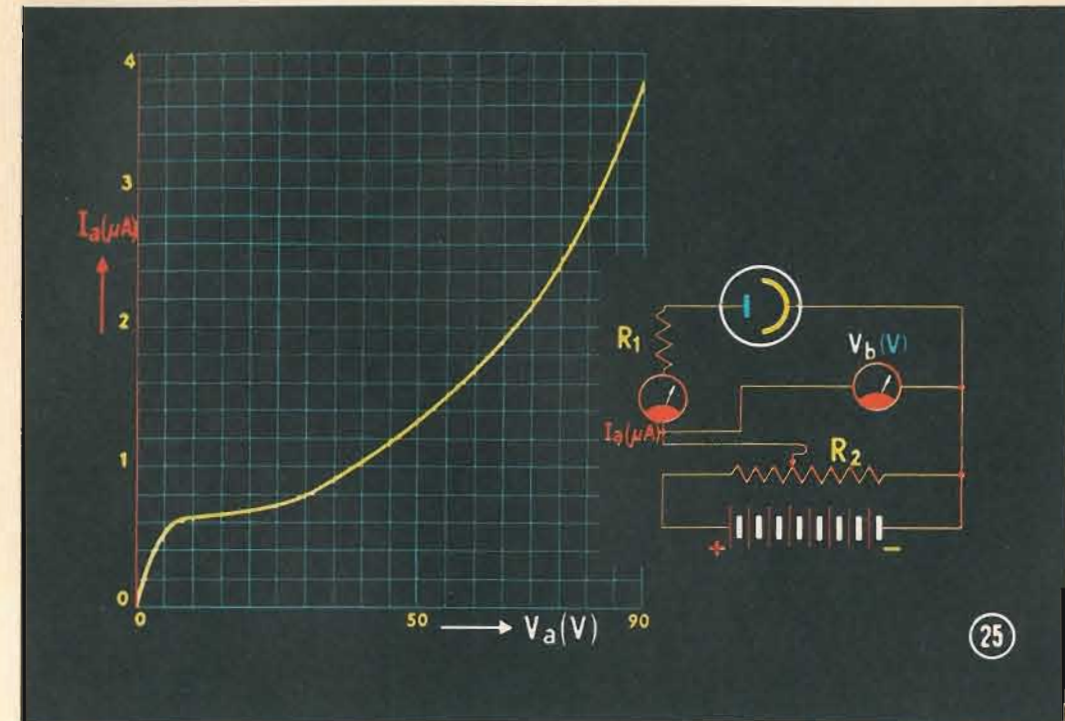



Tavola 25 - **FOTOCELLULE RIEMPITE CON GAS**

Finora abbiamo parlato solo di fotocellule ad alto vuoto. In molte applicazioni però, si impiegano anche fotocellule vuotate e riempite con gas. Esse hanno un aspetto identico a quello delle fotocellule ad alto vuoto (tav. 20); la differenza sta solo nel fatto che l'ampolla dopo essere stata vuotata, viene riempita con un gas nobile.

Per ricavare la curva caratteristica I_a/V_a per un flusso luminoso costante incidente sul catodo, si procede come descritto a tav. 21. L'unica differenza sta nell'aggiunta, nel circuito esterno, di una resistenza R_1 che limita l'intensità della corrente.

La resistenza R_2 è un partitore di tensione che serve per regolare la tensione anodica. Il primo tratto della caratteristica ha andamento identico a quello di una fotocellula ad alto vuoto. A tensione anodiche (**V_a**) più elevate la corrente anodica (**I_a**) aumenta in modo assai più pronunciato che in una cellula ad alto vuoto. Ciò si deve attribuire alla ionizzazione del gas che ha luogo non appena i fotoelettroni raggiungono una velocità sufficiente a ionizzare, per urto, gli atomi del gas di riempimento. In seguito a questi urti, si formano nuovi ioni e nuovi elettroni, che aumentano in tal modo il numero delle cariche elettriche circolanti nello spazio tra catodo e anodo e quindi la corrente tra questi due elettrodi.

La fotocellula riempita con gas viene quindi, ad avere una sensibilità assai maggiore di quella ottenibile nelle cellule ad alto vuoto. Siccome, però, per ionizzare le molecole del gas necessita un tempo finito, le cellule a gas hanno, per loro natura, una « certa inerzia », non riscontrabile nelle cellule ad alto vuoto.

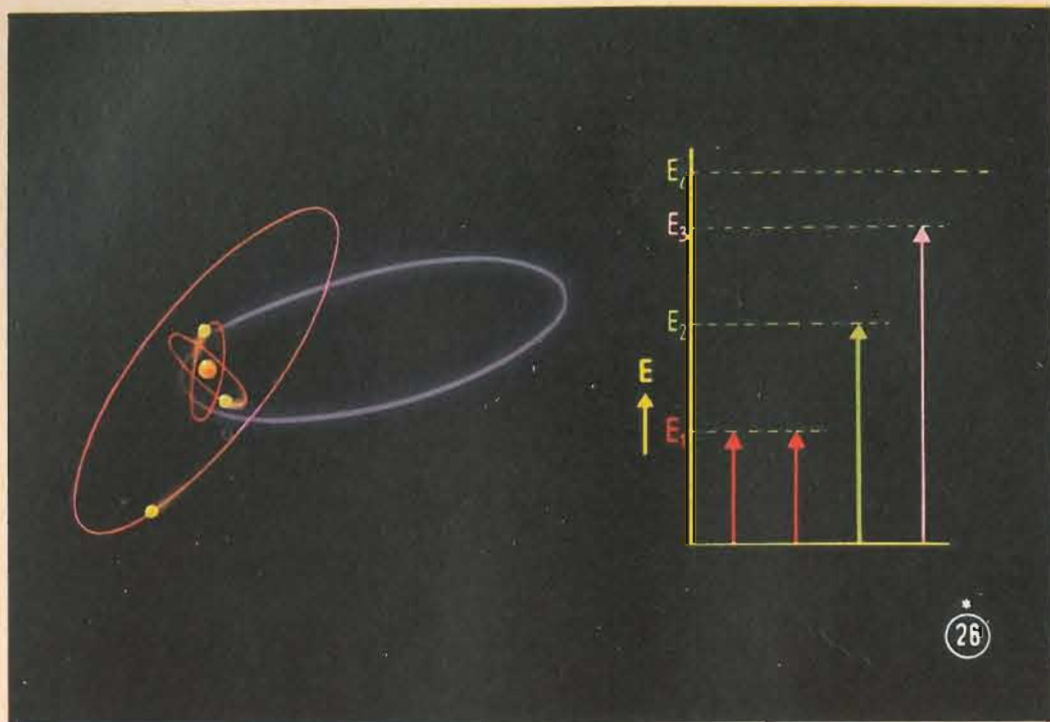



Tavola 26 - **IONIZZAZIONE DI UN ATOMO**

E' stato detto alle tav. 3 e 4, che un atomo di un gas può essere « eccitato ». Il particolare livello energetico raggiunto dagli elettroni in questo processo di eccitazione, dipende dall'energia che viene loro comunicata.

In questa tavola, è rappresentato un atomo di litio. Il livello energetico dei suoi due elettroni interni è uguale a **E_1**. Il terzo elettrone possiede energia maggiore **E_2**. In seguito all'apporto dall'esterno di una data quantità di energia, l'elettrone dello strato esterno può raggiungere il livello di energia **E_3**. L'atomo di litio si trova allora in uno **stato eccitato.**

Se l'elettrone dello strato esterno acquista tanta energia da oltrepassare il livello **E_4**, può separarsi dal suo atomo e muoversi liberamente tra gli altri atomi. L'atomo risulta allora ionizzato, diventando un ione positivo (atomo neutro meno la carica negativa di un elettrone) e producendo un elettrone libero.

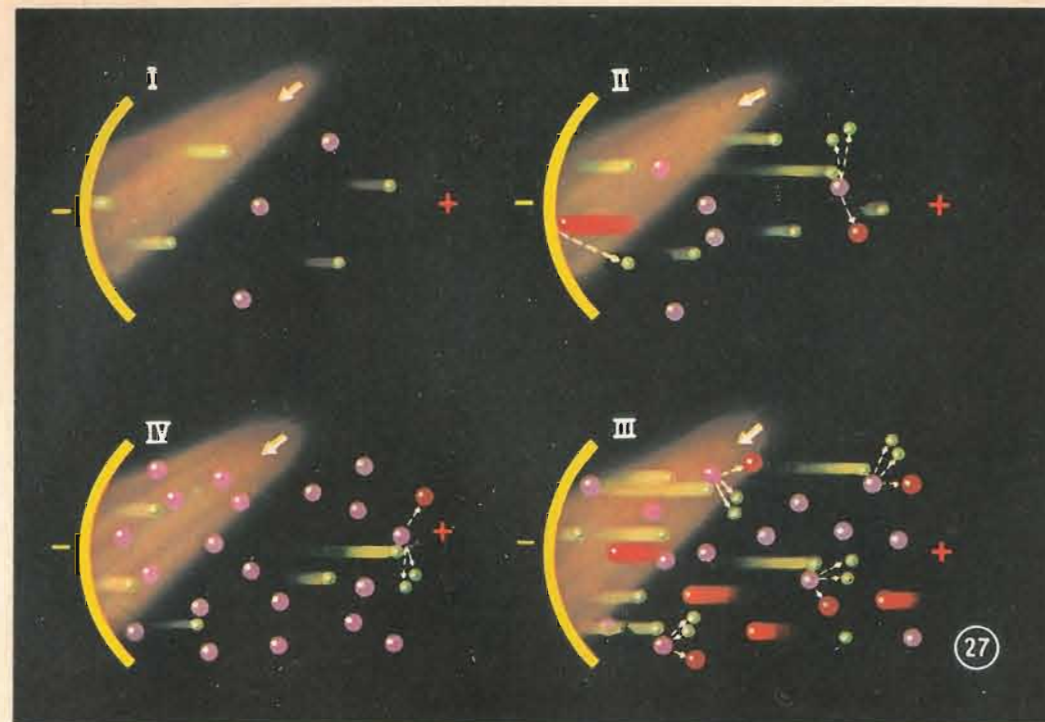



Tavola 27 - **INFLUENZA DELLA PRESSIONE DEL GAS SULLA CORRENTE IN UNA FOTOCELLULA A RIEMPIMENTO GASSOSO (PRINCIPIO)**

Nella figura I, di questa tavola in alto a sinistra, la pressione del gas all'interno della fotocellula è molto bassa, gli atomi del gas, (rappresentati da sferette viola) sono, cioè, molto radi. Gli elettroni, (rappresentati da sferette verdi), estratti dal catodo dalla luce incidente si dirigono verso l'anodo con scarsa probabilità di urtare qualche atomo del gas.

Nella figura II, la pressione del gas è maggiore, nel tubo c'è, cioè, un maggior numero di atomi di gas. Se un elettrone accelerato dal campo elettrico esistente tra catodo e anodo, acquista una sufficiente energia cinetica può darsi che urtando un atomo del gas, lo ionizzi. In questo caso, tanto l'elettrone primario (estratto dal catodo per effetto fotoelettronico), quanto l'elettrone secondario (liberato dall'atomo del gas per ionizzazione), si muovono verso l'anodo. In seguito all'ulteriore accelerazione che gli elettroni acquistano mentre stanno dirigendosi verso l'anodo può darsi che essi, urtando contro altri atomi del gas, liberino altri elettroni e ioni di gas. Gli ioni positivi generati negli urti, rappresentati da sferette rosse, si dirigono verso il catodo e, per effetto della loro energia cinetica, possono liberare da esso nuovi elettroni.

In queste condizioni, gli elettroni che raggiungono l'anodo saranno molto di più di quelli estratti dal catodo per effetto fotoelettrico; si ha cioè un'« amplificazione » di corrente dovuta alla presenza degli atomi di gas. Aumentando ancora la pressione (fig. III), aumentano gli urti degli elettroni con gli atomi di gas, ottenendosi una maggiore amplificazione.

Infine (fig. IV), la pressione del gas può essere aumentata in modo che tra un atomo e l'altro di gas lo spazio libero sia molto ridotto; in queste condizioni, l'elettrone non può acquistare quel valore di energia cinetica che consente la ionizzazione dell'atomo del gas: gli elettroni, cioè, appena hanno abbandonato il catodo, urtano subito contro un atomo del gas. Quest'urto, però, è così debole che può provocare solo l'**eccitazione** dell'atomo del gas e non la sua **ionizzazione.** Si suole anche dire che, in queste condizioni, il cammino libero medio degli elettroni è troppo breve per poter ionizzare gli atomi del gas. Solo pochi elettroni ne saranno capaci. La massima amplificazione della corrente anodica in una fotocellula riempita con gas si ha, pertanto, ad un valore di pressione del gas ben determinato.

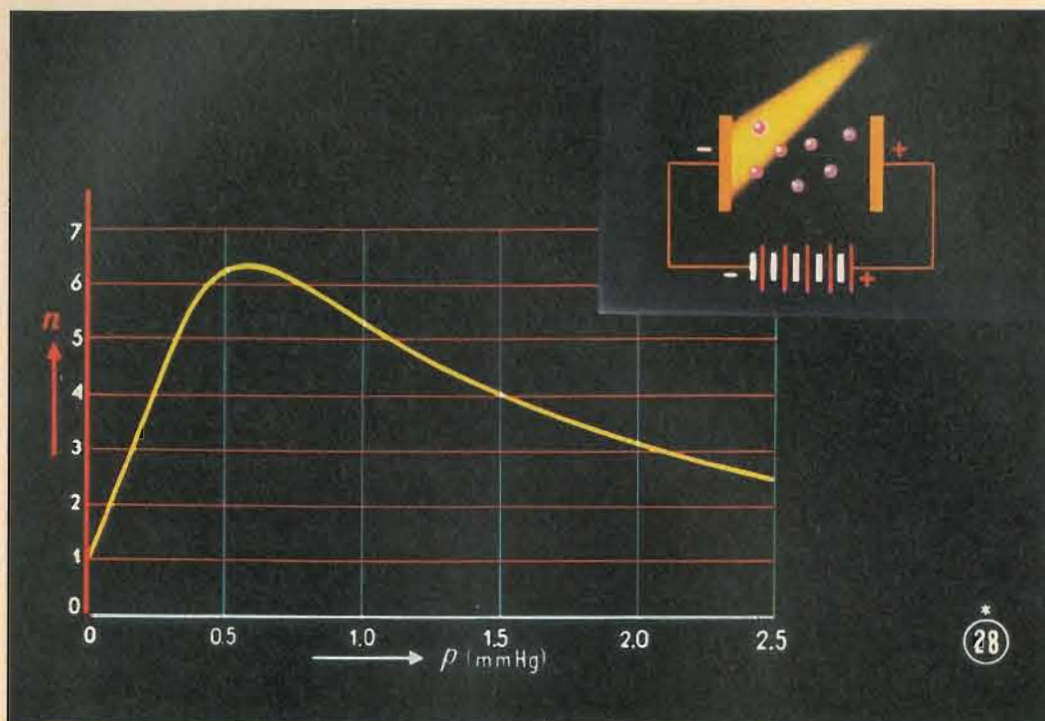



Tavola 28 - **NUMERO DI ELETTRONI OTTENUTI PER IONIZZAZIONE IN FUNZIONE DELLA PRESSIONE IN UNA FOTOCELLULA A GAS**

La dipendenza tra l'aumento di corrente dovuto alla presenza del gas all'interno di una fotocellula e la pressione del gas (descritta dettagliatamente nella tav. 27), è qui rappresentata mediante una curva. In ascissa è riportata la pressione del gas (**p**) in mm di Hg., in ordinata il numero (**n**) di elettroni che, per ogni elettrone estratto dal catodo, raggiungono l'anodo. Come già detto, esiste un determinato valore di pressione per il quale si ottiene il massimo numero di cariche (ioni e elettroni), e quindi la massima corrente; detta pressione, si aggira intorno a 0,6 mm di Hg. Aumentando la pressione oltre questo valore, diminuisce progressivamente, per ogni elettrone primario estratto dal catodo, il numero di elettroni secondari che raggiungono l'anodo, e quindi anche l'« amplificazione » di corrente dovuta alla presenza degli atomi di gas.

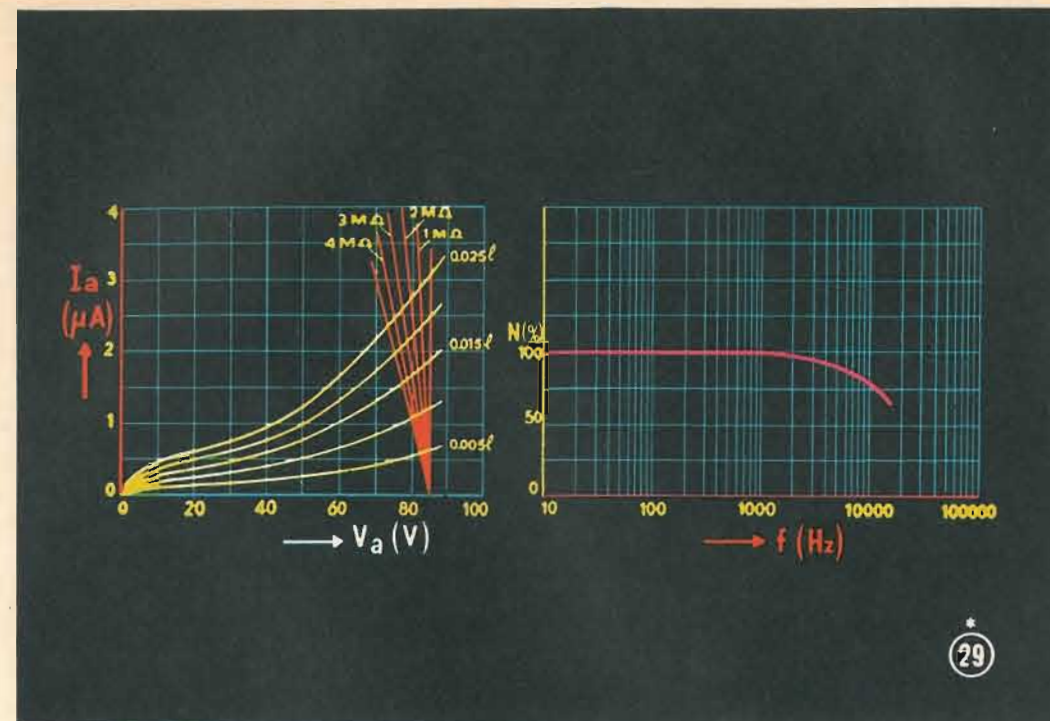



Tavola 29 - **DETERMINAZIONE DEL PUNTO DI LAVORO SULLA CURVA CARATTERISTICA E CURVA DI RISPOSTA IN FREQUENZA DI UNA FOTOCELLULA A GAS**

A sinistra, sono rappresentate alcune curve caratteristiche I_a/V_a ricavate in una fotocellula a riempimento gassoso, per differenti intensità luminose. La luce è fornita da una lampada ad incandescenza campione, con spettro d'emissione noto. Il flusso luminoso è indicato in lumen (lm). Come abbiamo già in precedenza osservato, nel circuito anodico di una fotocellula a gas deve essere inserita una resistenza limitatrice di corrente (tav. 25). Per un certo valore di intensità luminosa (per es. 0,02 lumen) e per un certo valore della resistenza anodica limitatrice (per es. 2 MΩ) si trova che il punto di lavoro della fotocellula viene individuato dal punto d'intersezione tra la caratteristica I_a/V_a per quel dato flusso luminoso, e la retta di carico corrispondente alla resistenza di carico di 2 MΩ.

Determinato il punto di lavoro sulla curva caratteristica è facile ricavare dal diagramma stesso l'intensità della corrente e la tensione anodica corrispondenti. Nel nostro caso:

$I_a = 2{,}5\ \mu A$ e $V_a = 85\ V$.

Ovviamente, variando il flusso luminoso il punto di lavoro cambia. Comunque, tutti questi punti si trovano sulla retta di carico R = 2 MΩ. In figura sono rappresentate anche altre rette di carico, per esempio, per R = 1 MΩ, R = 3 MΩ, ecc. Illuminando periodicamente il catodo di una fotocellula, si avrà nel tubo, una corrente pulsante che oscillerà tra il valore 0 e un massimo. Se i lampi di luce si susseguono con frequenza elevata (rimanendo invariata l'intensità della luce), la corrente anodica rimane ancora pulsante, ma non più da 0 ad un massimo, bensì da un valore finito a un massimo; è come se fosse stata aggiunta una componente continua, e diminuita la componente alternata. Ciò è da imputare al gas presente all'interno del tubo. Quando la frequenza dei lampi di luce è elevata, la breve pausa fra due lampi successivi non è sufficiente a deionizzare completamente il gas. Ai capi della resistenza di carico nel circuito anodico si ha, nel primo caso, una tensione alternata di maggior ampiezza che non nel secondo caso.

Questo effetto è illustrato dalla figura a destra. In ascissa è riportata la frequenza degli impulsi luminosi, in ordinata il rapporto (in %) tra l'ampiezza della componente di tensione alternata ai capi della resistenza di carico, e l'ampiezza della componente continua ai capi della medesima.

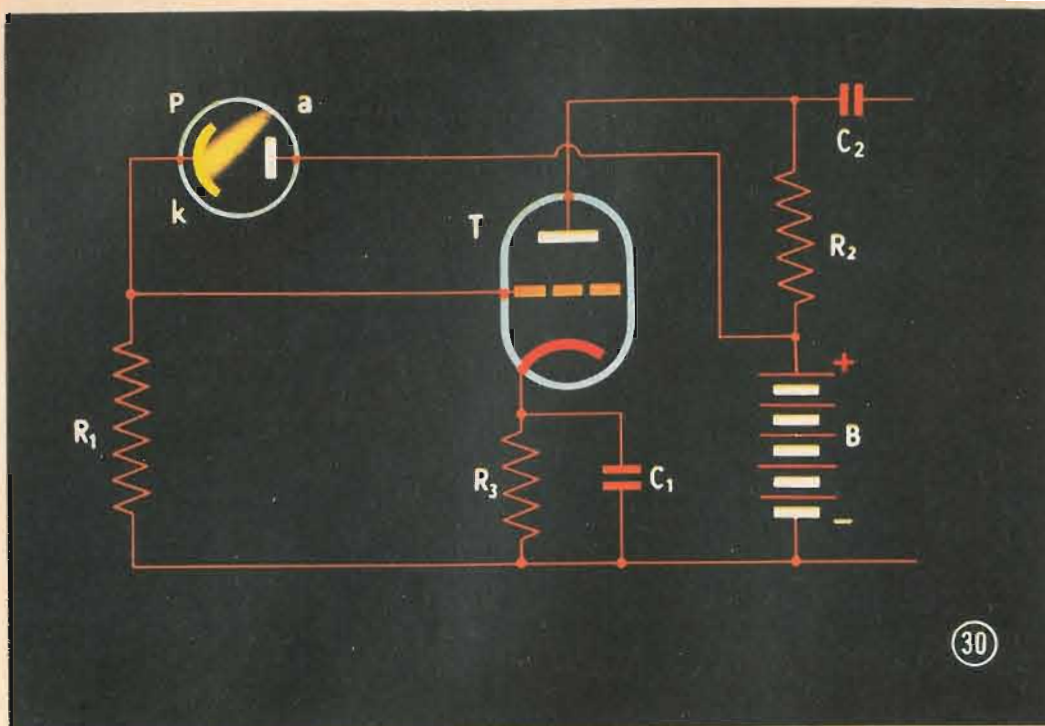



Tavola 30 - **AMPLIFICAZIONE DI TENSIONI ALTERNATE**

Le tensioni alternate ai capi della resistenza di carico della fotocellula, possono essere, in alcuni casi, amplificate. Ciò avviene, ad esempio, negli impianti di riproduzione sonora come indicato alla tav. 31.

La tensione alternata ai capi della resistenza di carico $\mathbf{R_1}$ della fotocellula P, viene applicata nello schema della tav. 30, tra griglia e catodo di un triodo T. Il triodo ha, a sua volta, una resistenza di carico $\mathbf{R_2}$.

La batteria B fornisce la tensione d'alimentazione per il triodo e per la fotocellula. Nel conduttore catodico del triodo, è inserita una resistenza $\mathbf{R_3}$ che serve per ottenere la tensione di polarizzazione negativa di griglia del triodo. Il condensatore $\mathbf{C_1}$, inserito in parallelo a $\mathbf{R_3}$, rappresenta un corto circuito per le tensioni alternate mentre non influenza il valore della tensione continua fra griglia e catodo. La tensione alternata ai capi di R_1 risulta in tal modo amplificata dal triodo.

Le tensioni alternate amplificate possono essere inoltrate, attraverso il condensatore di accoppiamento $\mathbf{C_2}$, ad un altro stadio amplificatore, e così via.

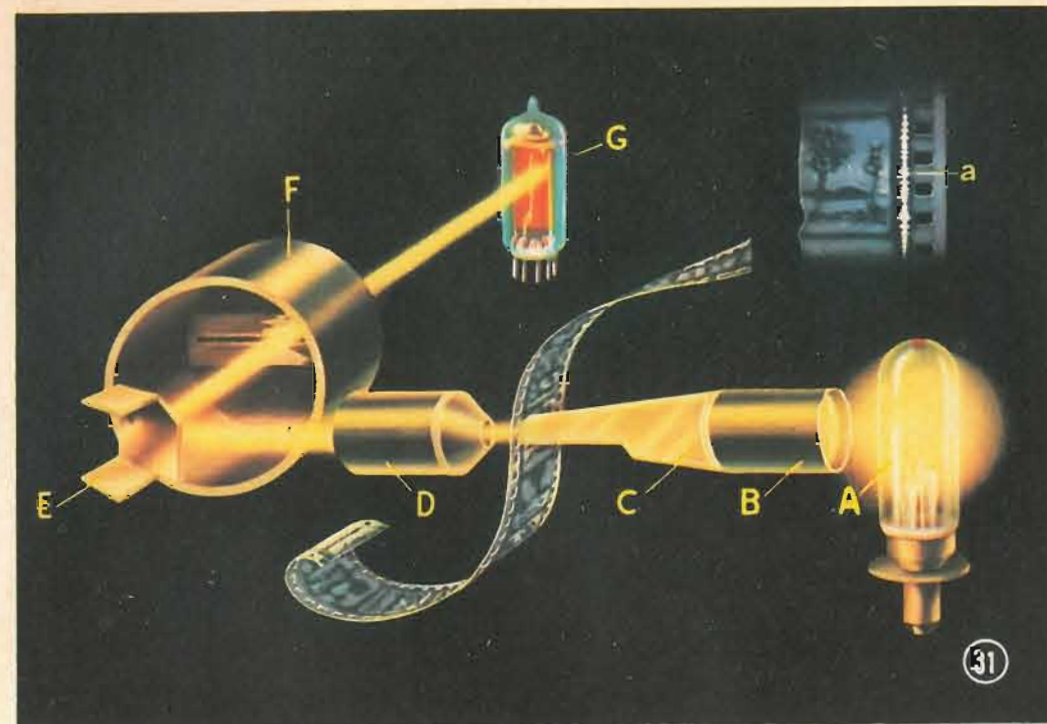



Tavola 31 - **IL FILM SONORO**

Il suono che accompagna i fotogrammi viene registrato fotograficamente sulla pellicola come banda sonora **a.** La banda sonora può essere formata da spazi trasparenti, più o meno ampi, su fondo nero.

Mentre la pellicola passa attraverso il proiettore, la luce di una lampada a incandescenza (A), dopo aver attraversato il condensatore B, la guida C, la bande sonore delle pellicole, la lente D, lo specchio E e la fenditura F, va ad eccitare il catodo della fotocellula G.

La rapida successione degli spazi trasparenti della banda sonora « modula » la luce e questa, diretta sul catodo della fotocellula, produrrà una emissione di corrente la cui modulazione corrisponderà in tutto a quella della banda sonora della pellicola.

Questa variazione della corrente produrrà, a sua volta, ai capi della resistenza di carico inserita nel circuito anodico della fotocellula una analoga variazione di tensione che verrà successivamente amplificata e applicata alla bobina mobile di un altoparlante disposto dietro lo schermo di proiezione.

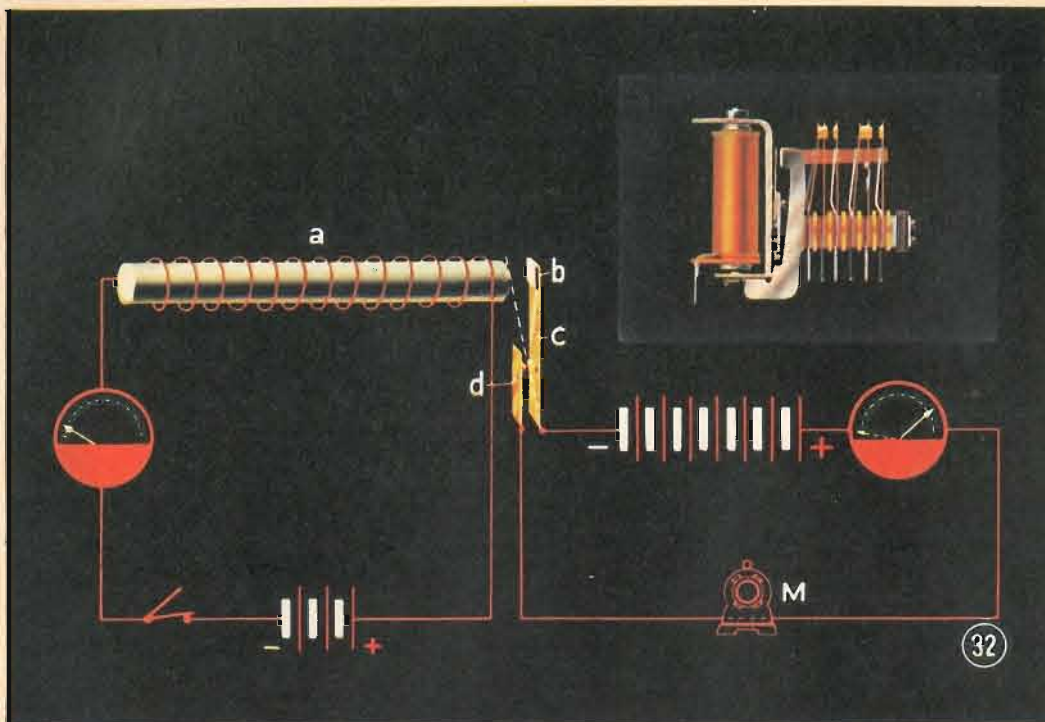



Tavola 32 - **PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO DI UN RELAIS**

Le cellule fotoelettriche sono impiegate in molti processi industriali. La corrente fornita da una fotocellula è comunque, troppo debole (pochi μA), e pertanto non può pilotare direttamente, per esempio, un campanello, una lampada, un contatore ecc. Volendo sfruttare le variazioni di corrente prodotte da una fotocellula, per esempio, per inserire o disinserire un motore, si ricorre spesso all'uso di un relais. In alto, a destra, è rappresentato un tipo di relais.

Il principio di funzionamento del relais appare chiaro considerando la figura in basso. Intorno ad un nucleo di ferro dolce **a** è avvolta una bobina. Se si manda una corrente attraverso questo avvolgimento, il nucleo si magnetizza e attira l'ancora **b**. Ciò provoca la chiusura dei contatti **c** e **d** montati su robuste molle. Queste costituiscono l'interruttore di un secondo circuito attraverso il quale può fluire una corrente di intensità più elevata. Il relais lavora quindi come interruttore intermedio. Il passaggio di una debole corrente attraverso l'avvolgimento può dunque provocare l'inserimento di un grosso motore M.

(*continua*)

CAPACIMETRO A LETTURA DIRETTA

Le misure di resistenza non rappresentano alcuna difficoltà per il radiotecnico, e se egli possiede uno strumento di buona fabbricazione, ottiene misure di precisione ragionevole.

La situazione cambia quando si tratta di misurare la capacità dei condensatori.

Anche per questo scopo esistono dei ponti di misura, ma poichè essi utilizzano per la maggior parte la frequenza di 50 Hz della linea di alimentazione, manifestano inconvenienti sia nella misura di piccole capacità, che in quella delle capacità al di sopra di 10 μF. Nel primo caso le misure vengono principalmente falsate dal ronzio, mentre nel secondo i valori sono costipati in una porzione ristretta della scala, tantochè è ben difficile distinguere, per esempio, una capacità di 32 μF da una di 50 μF.

Può risultare conveniente utilizzare, per i valori bassi, un circuito L - C accordato su di una frequenza piuttosto elevata. È il metodo detto per « sottrazione », mediante il quale la capacità sotto misura viene fatta corrispondere con il valore sottratto al condensatore variabile campione.

Si capisce che il metodo serve solo per capacità che non sorpassino quella del condensatore campione, 500 pF circa. Inoltre il fattore di perdita del dielettrico rende in molti casi impossibile una lettura precisa.

Supponiamo, per esempio, di dover determinare la capacità di un pezzo di cavo schermato per microfono. Ciò riveste grande importanza dovendo collegare un microfono ad alta resistenza, poichè la capacità del cavo introduce una attenuazione tanto maggiore quanto più alte sono le frequenze della modulazione.

Si consideri, anche, che il fattore di merito dei cavi schermati può essere così basso, da non permettere la determinazione del valore capacitivo ricorrendo agli usuali ponti. Chiunque infatti abbia pratica di queste misure, sa quanto sia difficile, con questi mezzi, pervenire a valutazioni esatte.

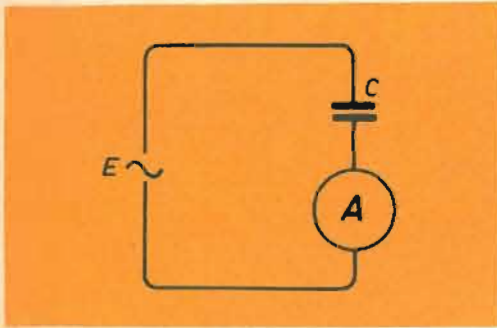



Fig. 1

Valeva quindi la pena di studiare un capacimetro di facile manipolazione e lettura. Le condizioni alle quali deve rispondere tale strumento sono: ***gamma di misura da 1 pF a 100 μF; lettura diretta e precisa con una tolleranza del ± 1 %***, ciò che implica la suddivisione della gamma in almeno 8 scale, ciascuna lineare. Per soddisfare queste condizioni si è fatto ricorso alla misura della reattanza (resistenza apparente) della capacità. Nella forma più semplice, ciò implica una sorgente di corrente alternata, a tensione e frequenza costanti, ed uno strumento di misura collegato in serie con il condensatore sotto misura (fig. 1).

L'apparecchio di misura indica allora una corrente di intensità:

$$I = \frac{E}{X_c}$$

Siccome:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} \qquad I = \frac{E}{\frac{1}{2\pi fC}} = 2\pi fCE$$

Vediamo quindi che, se la frequenza e la tensione restano costanti, la capacità è direttamente proporzionale all'intensità della corrente.

La scelta appropriata della frequenza e della tensione permette di ottenere la deviazione totale dell'istrumento, quando un condensatore di capacità « tonda », per esempio di 1000 pF, viene inserito sullo strumento.

In questo esempio la scala dello strumento è allora tarata in pF con la massima deviazione per 1000 pF.

Le deboli correnti alternate che si producono nel caso di piccole capacità non potranno essere lette direttamente; dovranno prima essere amplificate, ciò che ci conduce a utilizzare uno schema a millivoltmetro, che misura la caduta di tensione ai capi di una resistenza attraversata dalla corrente da misurare. Vedi fig. 2.

In questo schema, la resistenza R deve essere molto più piccola della reattanza

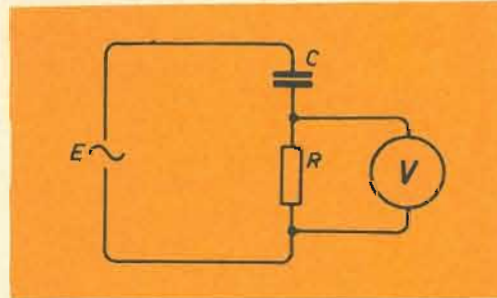



Fig. 2

di C, poichè la presenza di R non deve influenzare in maniera notevole l'intensità della corrente. In effetti abbiamo tacitamente ammesso che, anche nella fig. 1, la resistenza interna dello strumento è trascurabile. Tuttavia, finchè R resta inferiore a 0,1 Xc, l'errore di misura è inferiore a 0,5 %; e questa condizione è stata soddisfatta in fase di studio.

In tali circostanze, la tensione ai capi di C è praticamente eguale ad E, di modo che V — la tensione ai capi di R — è eguale a:

$$V = \frac{R}{X_c}; \quad E = \frac{RE}{\frac{1}{2\pi fC}} = 2\pi fC \, . \, R.E$$

La capacità incognita è ora data da

$$C = \frac{V}{2\pi fRE}$$

dove, in altri termini: nota la frequenza f, la resistenza R, e dando alla tensione alternata applicata E un valore appropriato, amplificando la tensione V per un fattore costante, si può leggere direttamente la capacità sulla scala dello strumento. Modificando una o più di queste grandezze, vengono assicurate al capacimetro diverse gamme di misura.

Scelta delle grandezze

Nel progetto ci siamo imposti la condizione che la tensione di misura, vale a dire la tensione ai capi del condensatore, fosse la più piccola possibile, al fine di poter effettuare la misura, senza il rischio di danneggiare i condensatori elettrolitici miniatura, che hanno bassissime tensioni di lavoro (qualche volta anche solo tre volt). È questa la ragione per cui si è scelta per E una tensione di circa 1 V.

Se si scegliesse una frequenza fissa, per esempio 50 Hz della linea di alimentazione a corrente alternata, sarebbe unicamente per la scelta dei diversi valori

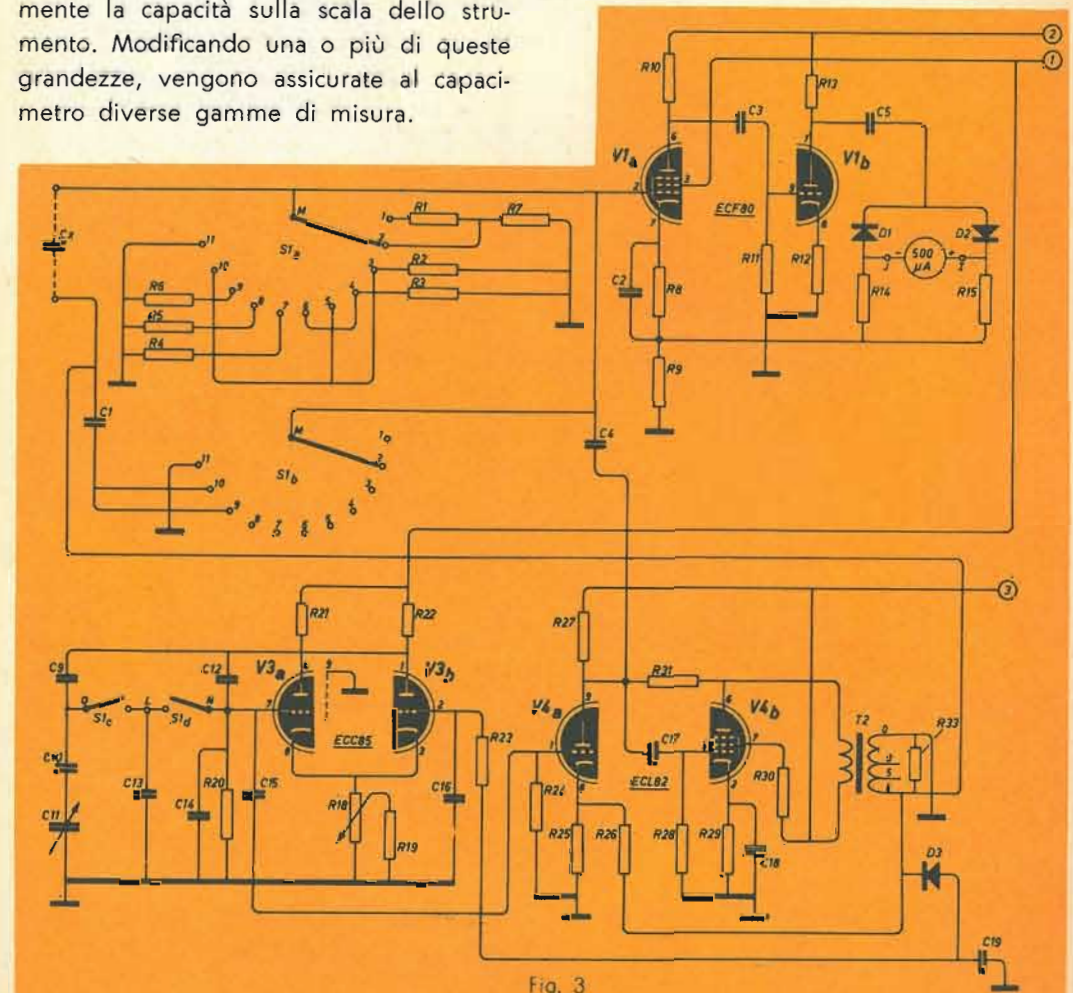



Fig. 3

della resistenza R che si potrebbero ottenere un certo numero di gamme di misura.

Ma in questo caso, andremmo incontro di nuovo agli inconvenienti menzionati più sopra, e le grandi reattanze delle piccole capacità (per 100 pF a 50 Hz, la reattanza Xc è già di 32 Mohm) renderebbero questo sistema di misura molto sensibile alle fughe d'isolamento e all'induzione (ronzio).

Per delle piccole capacità, si richiede dunque una frequenza elevata, mentre per le grandi capacità, è opportuno ricorrere ad una frequenza bassa. Per questa ragione si è scelta come sorgente di corrente un generatore a due frequenze, 10 kHz per le gamme di misura da 10 pF a 0,01 µF e di 100 Hz per le gamme di misura da 0,1 a 100 µF. Questo generatore è costituito da un oscillatore RC seguito da un amplificatore strettamente accoppiato a reazione, che fornisce la tensione di misura costante.

Lo schema definitivo

Sulla scorta dello schema rappresentato in Fig. 3, descriveremo l'apparecchio completo incominciando dal generatore della tensione di misura. Una valvola ECC83 (V3) costituisce l'oscillatore RC, una variante semplificata dello schema conosciuto come ponte di Wien.

Il montaggio in parallelo di C14 ed R20 — shuntato da R24, C15 è da considerarsi come un corto-circuito — forma il braccio in parallelo, mentre il braccio in serie è costituito da C12 e dalla resistenza interna di $V3_b$ (shuntato da R22).

I due triodi sono accoppiati per mezzo della resistenza catodica in comune R18, regolabile, per la regolazione dell'ampiezza, tra 1 e 5 KΩ.

La frequenza generata è quindi di 10 kHz circa; nelle posizioni da 5 a 9 di S1, C13 e la combinazione C10-C11 shuntano C14 e C9 shunta C12, in modo che la frequenza diventa di 100 Hz. C11 permette una variazione di capacità di C13 di circa l'1 %, necessaria per permettere la regolazione esatta delle basse frequenze esattamente a 1/100 della frequenza elevata e di concordare nel tempo stesso la taratura dell'apparecchio. Il segnale è prelevato sulla griglia di V3 ed è applicato alla griglia del triodo dell'amplificatore, equipaggiato con una valvola ECL82.

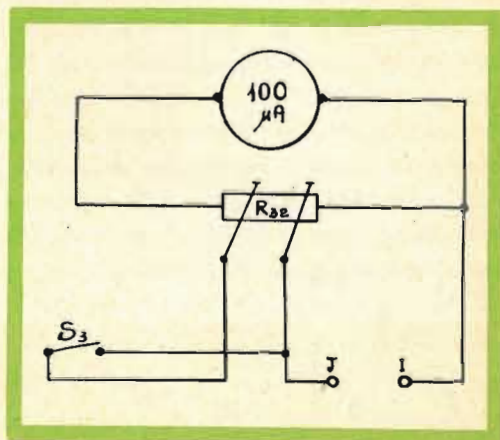



Fig. 4

La tensione d'uscita è raddrizzata dal diodo D3 e la tensione di regolazione così ottenuta perviene alla griglia di V3b per influenzare l'ampiezza dell'oscillatore.

Lo schema di misura è costituito da alcune resistenze (da R1 a R7) che S1 connette in serie, con il condensatore da misurare mediante il condensatore di taratura C1 (la sezione S1b inserisce C in luogo di C_x incognita) e dall'amplificatore di misura funzionante con una valvola EFC80.

Lo schema di questa valvola è basato sulla utilizzazione di un apparecchio di misura a bobina mobile da 500 µA; la deviazione dello strumento è totale per una tensione alternata di circa 80 mV sulla griglia di V_{1a}.

L'indicazione è lineare fino a circa un decimo della deviazione totale della scala, quindi sufficiente al nostro scopo; poichè la gamma delle misure è suddivisa in decadi, non è necessario usare la parte inferiore della scala. Questa linearità è ottenuta ritoccando il punto « zero » dello strumento, mediante la vite di regolazione di cui esso è provvisto.

La capacità di entrata di V_{1a}, più la capacità dei collegamenti, fanno risentire il loro effetto nella gamma di misura di 10 pF e, per compensare questo effetto, la resistenza R_1, già inserita, deve essere un poco più grande del suo valore teorico.

Nel prototipo, il valore esatto di 110 K Ω fu ottenuto connettendo in serie con R7 (10 K Ω) una resistenza di precisione da 100 K Ω.

A causa della capacità dei collegamenti raccordati ai morsetti Cx, nella posizione di 10 pF lo strumento ha una piccola deviazione, anche quando nessuna capacità in prova vi è connessa. Per neutralizzare l'influenza di questa capacità parassita, si applica una piccola frazione della tensione del generatore in opposizione di fase, alla griglia di V_{1a}, tramite una piccola capacità — indicata C4 — che si può regolare torcendo insieme due fili isolati per una

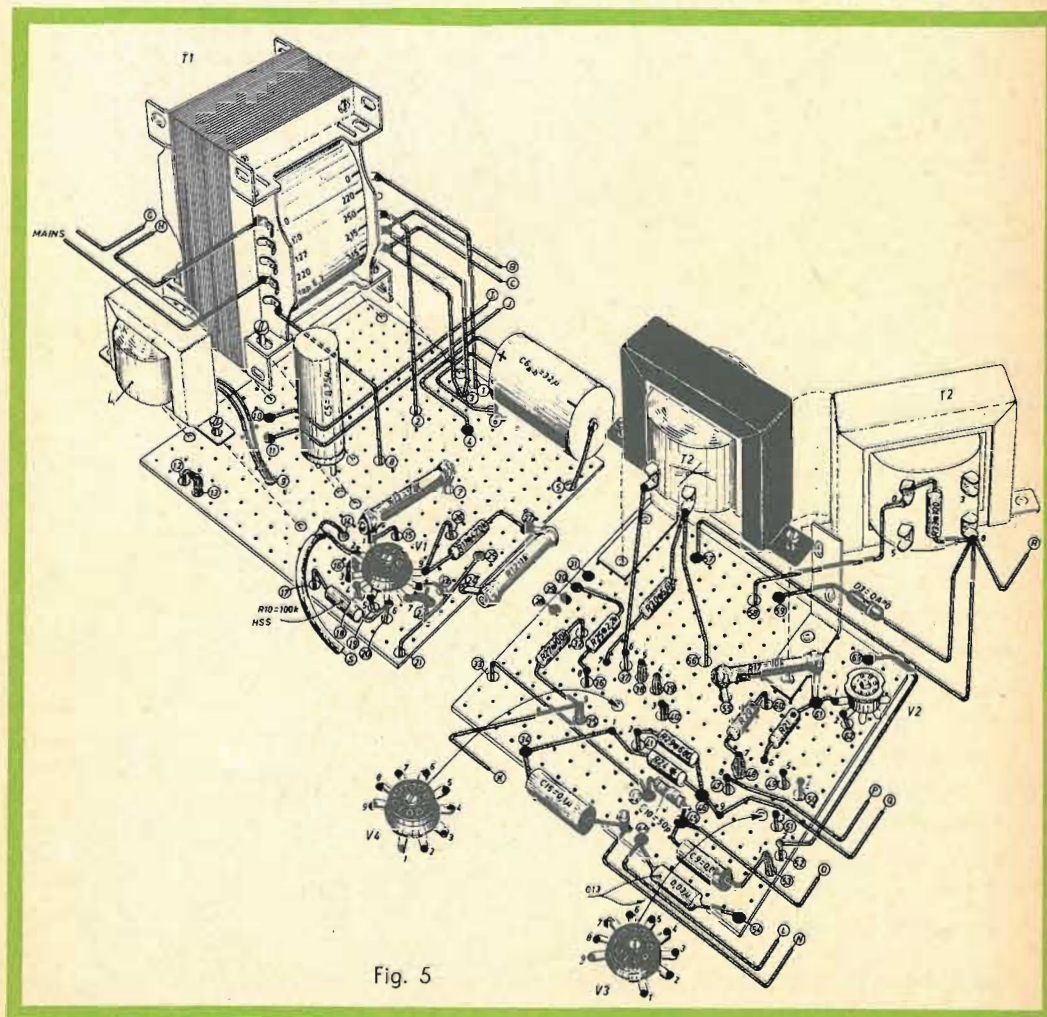



Fig. 5

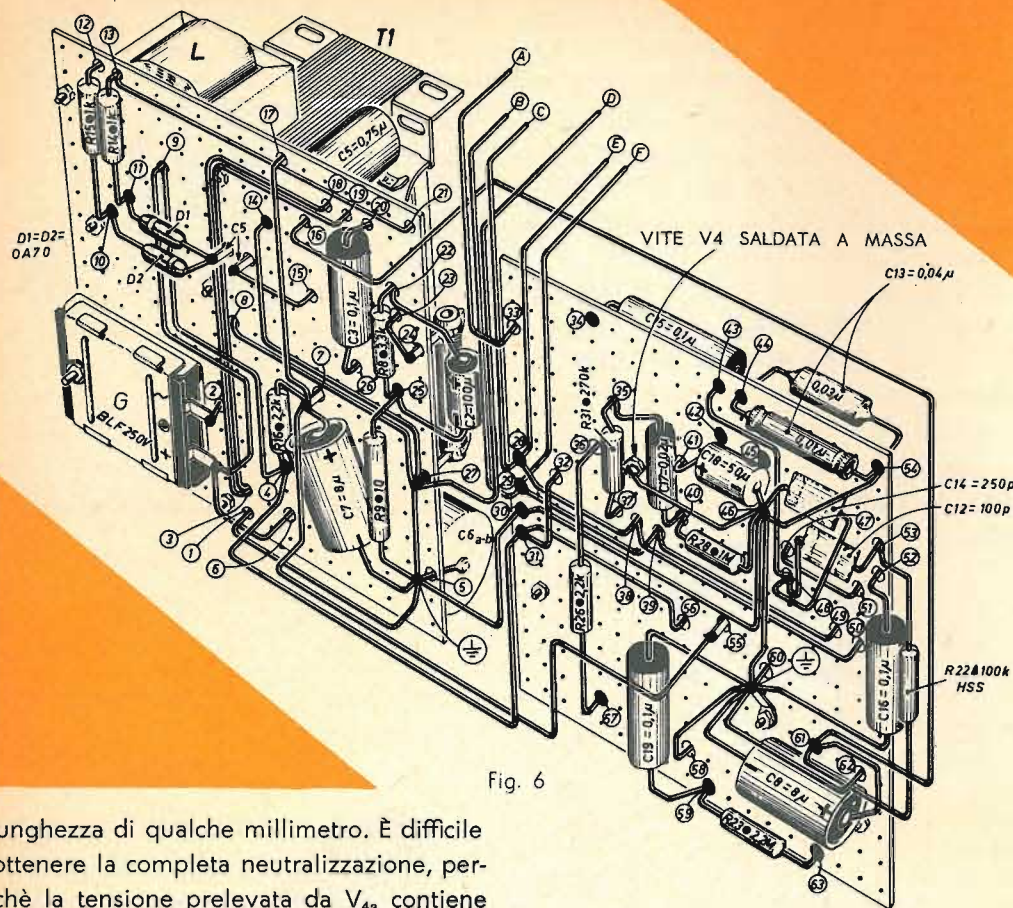



Fig. 6

lunghezza di qualche millimetro. È difficile ottenere la completa neutralizzazione, perchè la tensione prelevata da V_{4a} contiene più armoniche che non la tensione sul secondario di T2, mentre non è perfettamente in opposizione di fase.

Nel modello sperimentale, in luogo di uno strumento da 0,5 mA si è preferito un microamperometro da 100 μA per il vantaggio offerto dalla scala suddivisa in 100 parti e per la possibilità di aggiungere una serie intermedia di misure (0 . . . 5-50-500-5000 pF e 0 . . . 0,05-0,5-5-50 μF).

Lo schema dello strumento da 100 μA, con lo shunt R32 e l'interruttore S3, è rappresentato in fig. 4.

La costruzione

La realizzazione del capacimetro si effettua seguendo i disegni delle figg. 5-6-7.

I vari organi sono fissati su due pannelli di bakelite che formano due blocchi da montare in seguito nella scatola.

Il telaio del generatore è fissato con squadrette al trasformatore d'uscita T2. L'altro telaio è fissato al trasformatore di alimentazione T1 che, a sua volta è montato entro la scatola. Il pannello frontale dovrà essere collegato a massa, per esempio tramite il rotore del condensatore C14, curando che il contatto, fra pannello e castello del variabile, sia perfetto.

Il condensatore variabile deve essere del tipo a bassa perdita. Così, in vista di ridurre quanto più è possibile ogni causa di errori, si useranno resistenze di precisione (tipi ad alta stabilità a 0,5 %).

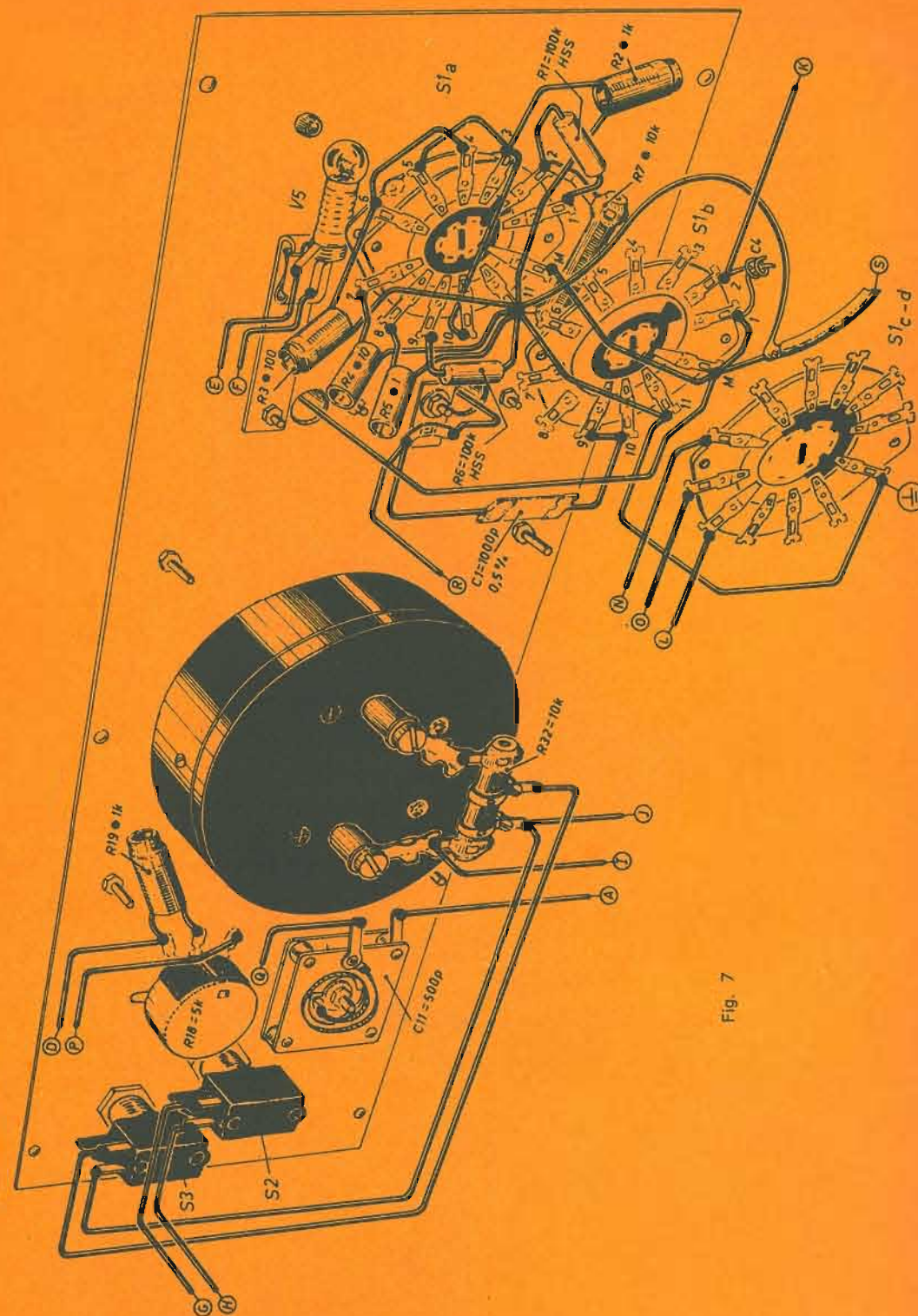



Fig. 7

Regolazione

Quando si fa uso dello schema di misura di fig. 7 si deve prima aggiustare il cursore di R32 collegato a J, in modo che lo strumento devii a fondo scala per una corrente continua di 1 mA, fatta circolare fra J e I, tenendo aperto S3.

In seguito aggiustare il cursore addizionale in modo che, fermo restando R3, il fondo scala sia ottenuto con una corrente di 0,5 mA, e la deviazione a metà scala esatta con l'apertura di S3.

Una volta effettuata questa regolazione, si può inserire lo strumento di misura, con i suoi accessori, nel circuito dell'amplificatore. Inserito l'apparecchio sulla rete di alimentazione, si attende un quarto d'ora perchè sia raggiunta la temperatura di regime.

Ruotare S1 sulla sua ultima posizione (a destra) e regolare l'indice dello strumento sul primo tratto vicino allo zero (1/100° della estensione totale della scala), girando la vite di regolazione sulla scatola esterna dello strumento.

Spostare S1 di una posizione e regolare lo strumento, per esempio per mezzo di R18, in modo che la deflessione sia totale quando S3 è aperto. In seguito spostare ancora di una posizione S1 e mediante C14, provocare la deviazione totale dello strumento. Il capacimetro è ora pronto a funzionare.

TRASFORMATORI

T1 trasformatore di rete

Primario: 110 - 127 - 220 V 50/60 Hz
Secondari: 1 x 250 V, 60 mA con una presa a 220 V; 2 x 3,15 V (6,3 V), 2,5 A
Inserito su rete a 220 V, 50 Hz.
Corrente = 50 mA
Potenza = 3,5 W
Induzione magnetica a 50 Hz = 12.400 Gauss

T2 trasformatore d'uscita

Primario: 7000 Ohm
Secondario: 2 - 3 - 5 - 8 Ohm

Elenco delle parti componenti.

	Valori	N. Cat. GBC		Valori	N. Cat. GBC
C1	1000 pF 0,5 % mica	B/85-4	R1	100 kΩ	D/43
C2	100 μF elettr. 25 V	B/364	6-10		
C3-15	0,1 μF carta	B/262	20-21		
16-19			22-24		
C4	vedere testo		R2-19	1 kΩ	D/43
C5	0,75 μF tubolare		R3	100 Ω	D/43
C6 a-b	32 + 32 μF elettr. 350 V	B/513	R4	10 Ω	D/43
C7-8	8 μF elettr. 350 V	B/505-1	R5	1 Ω	D/43
C9	0,01 μF carta	B/256	R7	10 kΩ	D/43
C10	50 pF mica	B/81	R8	3,3 kΩ	D/43
C11	500 pF variab.	O/133	R9	10 Ω	D/43
C12	0,04 pF (0,01 e 0,03 μF)		R11	470 Ω	D/43
C13	100 pF mica	B/81	R12	1 kΩ	
	a carta in parallelo		R13	10 kΩ	
C14	250 pF mica	B/83	17-32		
C17	0,02 pF carta		R14-15	1 kΩ	D/43
C18	50 μF elettr. 25 V	B/363	R16	2,2 kΩ	D/43
D1-2-3	OA 70		25-26		
G	raddrizzatore B250/80	E/160	R18	5 kΩ potenz filo	
L	bobina di filtro		R23	2,2 MΩ	D/43
T1	trasformatore d'alimentazione		R27	100 kΩ	D/43
T2	trasformatore d'uscita		R28	1 MΩ	D/43
V5	valvola di controllo		R29	680 Ω	D/43
S1	commutatore 3 x 11 posiz.	G/1014	R30	5,6 kΩ	D/43
a-b-c-d			R31	270 kΩ	D/43
S2-3	deviatore		R33	100 Ω	

Tutte le resistenze sono da 1/2W.

TRASFORMATORI
DI MEDIA FREQUENZA
"CERAMICI"

Un cristallo di quarzo si comporta come un circuito accordato a Q elevato; non di rado esso viene inserito nei circuiti di media frequenza dei ricevitori professionali per aumentarne la selettività. Il quarzo grezzo impiegato per fare questi filtri è molto caro; la sua lavorazione presenta notevoli difficoltà, per cui, un cristallo di quarzo finito, predisposto per lavorare su una determinata frequenza, ha praticamente un costo molto elevato. Questo è il motivo per cui, da tempo, l'attenzione dei tecnici si è rivolta alle particolari caratteristiche offerte dai materiali ceramici i quali, opportunamente mescolati e « cotti » a determinate temperature, presentano caratteristiche elettro-meccaniche analoghe a quelle dei cristalli naturali di quarzo.

Un materiale ceramico che, sotto questo punto di vista ha dato degli ottimi risultati è il titanato di bario, già impiegato come trasduttore elettro-meccanico nei pick-up. In America sono già stati costruiti dalla Clevite Corporation (in Germania dall'Intermetall GmbH) elementi ceramici adatti a questo scopo e noti in commercio con la sigla PZT. La materia prima di questo materiale piezoelettrico è costituita da PbO (ossido di piombo), ZrO_2 (ossido di zirconio) e TiO_2 (ossido di titanio). Come si vede, la sigla PZT risulta formata dalle lettere iniziali dei simboli chimici di questi metalli.

Si prenda una sottile piastrina di materiale PZT. Si portino a contatto delle due faccie opposte opportuni elettrodi metallici, come indicato in fig. 1; applicando una tensione alternata agli elettrodi di sinistra, il materiale ceramico reagirà producendo, a sua volta, corrispondenti oscillazioni meccaniche che, per effetto piezoelettrico, daranno origine sulla coppia di elettrodi di destra, a tensioni elettriche con andamento analogo alle corrispondenti oscillazioni meccaniche. Sagomando opportunamente l'elemento ceramico PZT si può fare in modo che, per una determinata frequenza di risonanza, queste oscillazioni elettromeccaniche raggiungano la loro massima ampiezza.

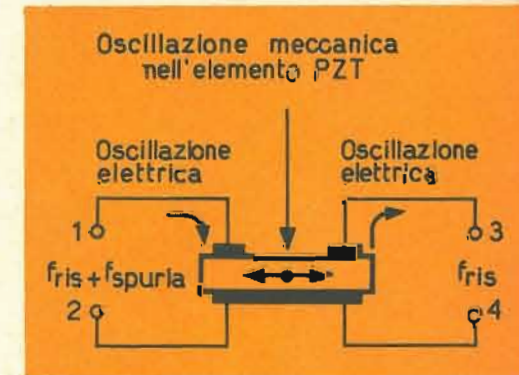



Fig. 1 - Schema di funzionamento di un transfiltro.

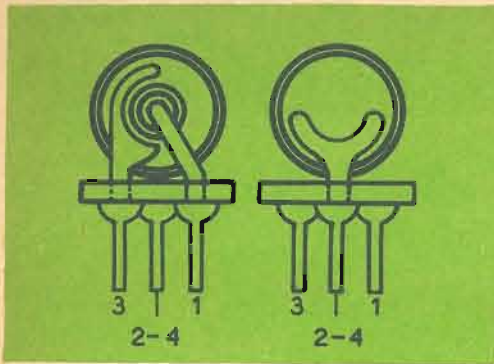



Fig. 2 - Esecuzine pratica di un transfiltro TO-01.

Sperimentalmente si è trovato che la forma migliore è quella discoidale. Si consideri ancora la fig. 1, dove il disco di materiale ceramico è adagiato su di un elettrodo comune al circuito d'ingresso e al circuito di uscita; sulla faccia superiore del disco sono stati collocati due elettrodi separati, rispettivamente per il circuito d'ingresso e per il circuito di uscita. Se si applicano al circuito d'ingresso A, tensioni alternate con frequenza corrispondente alla frequenza di risonanza dell'elemento ceramico (queste tensioni possono contenere anche altre frequenze spurie), l'elemento ceramico PZT produrrà oscillazioni meccaniche (elongazioni e contrazioni) che, sulle superfici della seconda coppia di elettrodi del circuito di uscita, si trasformeranno di nuovo in oscillazioni elettriche (tensioni alternate). La cosa più interessante è che nel circuito di uscita si formeranno solo le tensioni corrispondenti alla frequenza di risonanza meccanica del materiale e saranno pertanto automaticamente escluse l'eventuali frequenze spurie (disturbi) contenute nel circuito di ingresso.

Il tutto funziona quindi come un doppio trasduttore elettro-meccanico e, elettricamente come un filtro a quadripolo. Dimensionando opportunamente il dischetto PZT, si riesce a portare la sua frequenza di risonanza meccanica al valore di 455 kHz (valore normale della frequenza intermedia dei ricevitori AM).

Questi elementi, destinati a sostituire i normali trasformatori a frequenza intermedia dei ricevitori AM, vengono chiamati transfiltri.

In fig. 2 a è indicata la realizzazione pratica di un transfiltro. Su una faccia del disco piezoelettrico viene applicato, mediante un processo di evaporazione, l'elettrodo metallico comune al circuito d'ingresso e al circuito di uscita. Sull'altra faccia, al centro, viene formato, con lo stesso processo, un piccolo disco (dello stesso metallo) che costituisce l'elettrodo d'ingresso. Ad una certa distanza da quest'ultimo viene depositato, in forma anulare, l'elettrodo del circuito di uscita. In fig. 3 è indicato lo schema elettrico del transfiltro. La sua sigla commerciale è TO-01. La resistenza d'ingresso ammonta a 2 kΩ, la resistenza di uscita a 300 Ω. È chiaro quindi come tali filtri siano elementi di accoppiamento ideali dei circuiti d'ingresso e di uscita degli amplificatori a frequenza intermedia dei ricevitori a transistor. Oltre a possedere questi bassi valori di resistenza che ben si addicono ai circuiti transistorizzati, i transfiltri, per le

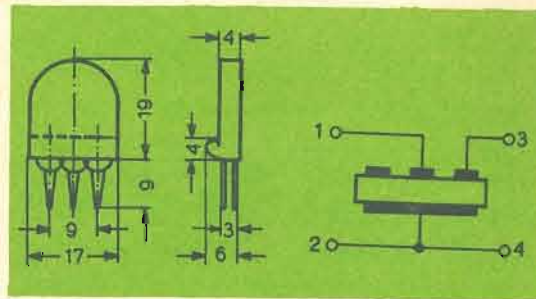



Fig. 3 - Dati d'ingombro e simbolo elettrico del transfiltro.

Fig. 4 - Curva di risposta del transfiltro TO-01 A.

Fig. 5 - Dati d'ingombro e simbolo elettrico del filtro TF - 01.

loro ridottissime dimensioni, risolvono brillantemente tutti i problemi d'ingombro dei ricevitori a transistor tascabili. In fig. 4 è indicata la risposta in frequenza del filtro; nella tabella 1 sono indicati i dati tecnici del medesimo. La variazione della frequenza di risonanza di questi transfiltri è così insignificante (meno di 1 kHz dopo 10 anni) da rendere pressochè inutile qualsiasi problema di taratura.

È stato fabbricato anche un secondo tipo di transfiltro (TF-01) nel quale il disco di materiale ceramico è in contatto con due soli elettrodi. Esso può quindi considerarsi un dipolo con caratteristiche elettriche analoghe a quelle di un circuito risonante in serie. Questo filtro offrirà quindi la minima impedenza a quel segnale con frequenza corrispondente a quella di risonanza (effetto di risonanza serie). Negli stadi amplificatori a frequenza intermedia dei ricevitori a transistor può essere vantaggiosamente inserito al posto del condensatore disposto in parallelo alla resistenza di emettitore. Infatti, il transfiltro funzionando come un circuito oscillante produce una selettività molto accentuata, in quanto dall'uno e dall'altro fianco della curva di risonanza, l'impedenza aumenta considerevolmente al variare della frequenza. In corrispondenza dei fianchi della curva di risonanza si viene cioè ad avere un effetto di controreazione che ostacola l'amplificazione di queste frequenze che è quanto appunto si desidera. In fig. 8 è indicata la

TABELLA I

Tipo	TO-01 A	TO-01 B	TO-01 C
Frequenza di risonanza	455	465	500 ± 2 kHz
Larghezza di banda		4... 7 % a — 6 dB	
Capacità d'ingresso		⩾ 180 pF	
Capacità di uscita		⩾ 800 pF	
Resist. d'ingresso		2 kΩ	
Resist. di uscita		300 Ω	
Deriva di frequenza nel tempo per variazione di temperatura ± 0,1 % tra — 20°C e + 60°C.		⩽ 0,2 % in 10 anni	

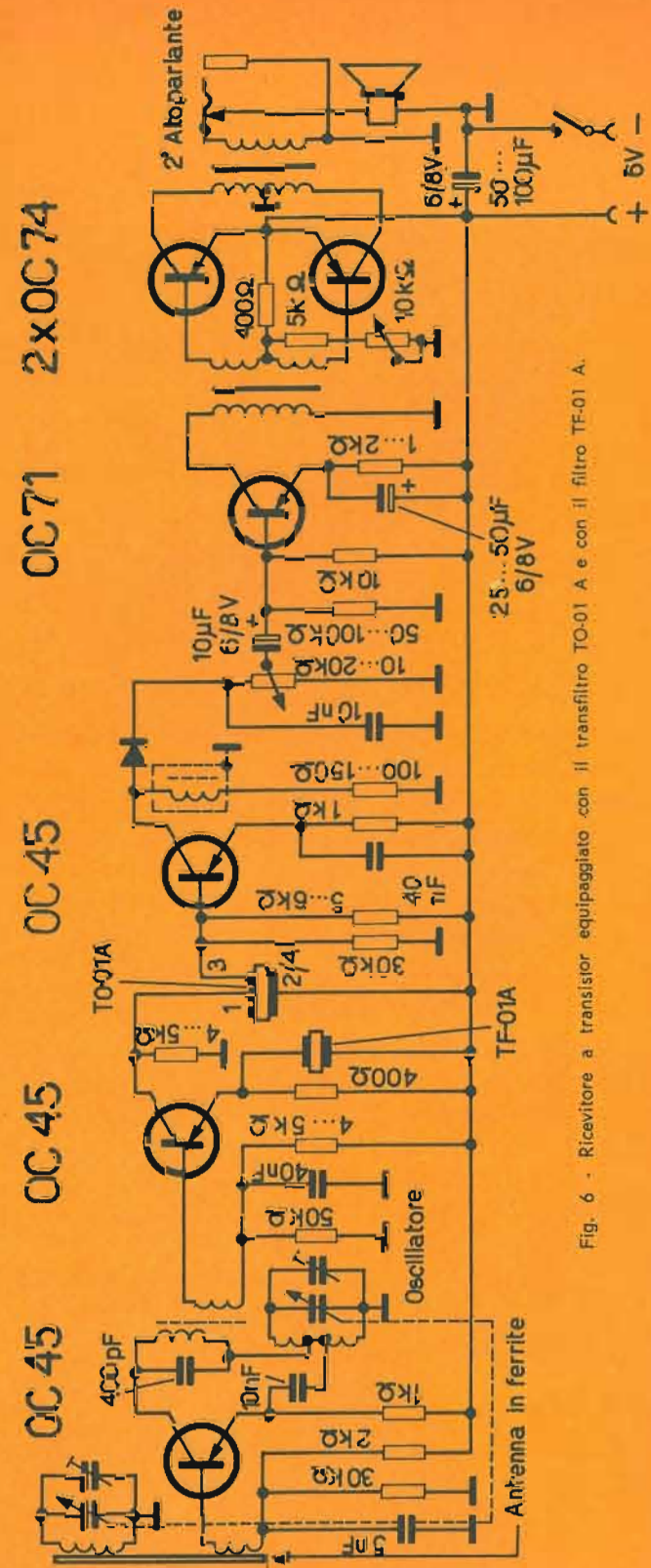



Fig. 6 - Ricevitore a transistor equipaggiato con il transfiltro TO-01 A e con il filtro TF-01 A.

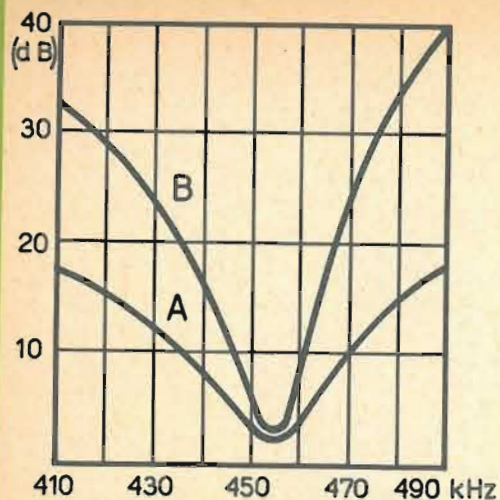



Fig. 7 - Curve di risposta di uno stadio FI equipaggiato in A con il solo transfiltro, in B con il transfiltro e il filtro TF-01 al posto del condensatore di emettitore.

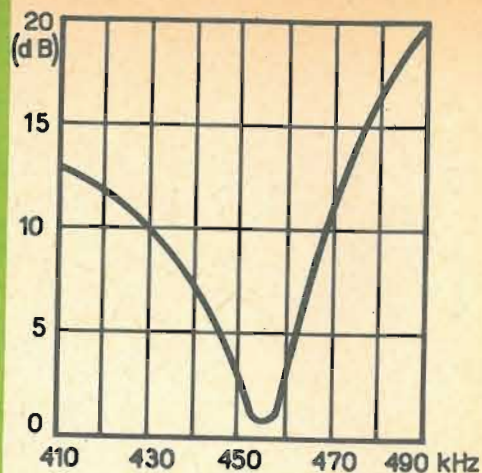



Fig. 8 - Curva di risposta del filtro TF - 01 A.

curva di risposta del filtro TF 01-A. Nella tabella 2 sono indicati i dati tecnici.

In fig. 6 è indicato lo schema elettrico di un ricevitore supereterodina a transistor dove al posto del convenzionale trasformatore a frequenza intermedia è collegato un transfiltro con tre terminali, mentre un secondo filtro a due terminali è inserito al posto del condensatore di disaccoppiamento tra emettitore e massa dello stesso stadio. In fig. 7, la curva A indica l'andamento della curva di risposta di questo stadio a frequenza intermedia equipaggiato con il transfiltro in luogo del convenzionale trasformatore FI. La curva B indica l'andamento della stessa curva quando oltre al primo transfiltro viene inserito anche il filtro sull'emettitore. Si vede facilmente come l'inserzione di questo secondo filtro aumenti considerevolmente la selettività di questo stadio. Quando si pensa alla complessità di un normale trasformatore FI per ricevitori a transistor (supporti speciali, necessità di un primario e un secondario, prese intermedie, nuclei di regolazione in ferrite, problemi di isolamento, taratura) si può, a buon diritto, affermare che il transfiltro eliminando di colpo tutte queste necessità sarà in un prossimo futuro il trasformatore FI ideale per ricevitori tascabili a transistor.

L. C.

TABELLA II

Tipo	TF-01 A	TF-01 B	TF-01 C
Frequenza di risonanza	455	465	500 ± 2 kHz
Larghezza di banda		4 ÷ 7 %	a — 6 dB
Capacità		500 ± 10 %	pF
Impedenza alla frequenza di risonanza		< 15	Ω
Max tensione continua alla frequenza di risonanza		2	V
Deriva di frequenza nel tempo per variazione di temperatura ± 0,1 % tra — 20°C e + 60°C.		≤ 0,2 %	in 10 anni

CONSIDERAZIONI STUDI E PROVE SUI GIRADISCHI E CAMBIADISCHI

Precisiamo innanzitutto che con la denominazione **cambiadischi,** intendiamo un apparecchio costituito da un dispositivo destinato ad assicurare il trascinamento di un disco fonografico ad una velocità rigorosamente costante e determinata, che è funzione della velocità di registrazione del disco.

Sappiamo che una qualunque irregolarità, meccanica od elettrica che sia, introduce una variazione nella velocità di rotazione del disco determinando particolari disturbi che vanno sotto il nome di « pianto », « lamento » o « miagolio » del suono.

A fianco delle irregolarità dovute a variazioni di velocità, si possono produrre anche altre anomalie che generano rumori parassiti e che si sovrappongono alla modulazione normale della puntina.

Si consideri inoltre la possibilità di rumori provocati dal campo magnetico del motore; essi possono produrre effetti di induzione nel circuito magnetico del pick-up.

Nel cambiadischi, il meccanismo per il cambio del disco assicura il funzionamento di distinti dispositivi; ciò rende maggiormente difficile l'ottenimento di una velocità assolutamente uniforme.

Necessità di una velocità uniforme

Per ciascuna categoria di registrazione fonografica esiste una velocità standard.

Possono essere utilizzate tre o quattro diverse velocità; però una volta sceltane una, questa deve rimanere rigorosamente costante per tutta la durata della riproduzione.

Due sono i difetti che in generale si riscontrano:

1°) Il verificarsi di una variazione periodica di velocità, più o meno rapida, conseguente generalmente ad uno sfregamento.

2°) Un trascinamento non uniforme che determina il « pianto » o lo « scintillio ».

Quest'ultimo fenomeno, si sa, è prodotto da variazioni molto rapide della velocità che determina una sorta di modulazioni della frequenza.

Il pianto è una variazione più lenta, sebbene più diffusa, della velocità, e produce una variazione di tonalità (acuta o grave) a frequenza udibile.

Questo fenomeno può essere dovuto ad una variazione nella velocità di trascinamento del piatto giradischi, che comporta una variazione di tonalità alla cadenza, variabile da uno a cinque o sei volte per secondo.

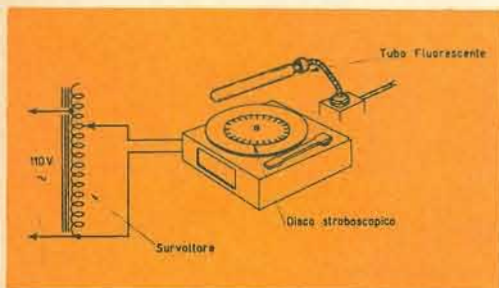



Fig. 1 - Come studiare l'effetto della variazione di tensione sulla variazione di velocità di rotazione del giradischi.

EFFETTO DELLA VARIAZIONE DELLA TENSIONE

Possono prodursi irregolarità nella velocità di rotazione del disco anche in seguito a forte variazione della tensione.

Infatti, se essa si abbassa, si ha una leggera diminuzione di velocità; se si alza, si ottiene un aumento della stessa.

Ciò si verifica quando si fa funzionare il giradischi in un appartamento dove sono presenti anche apparecchi elettrodomestici che assorbono una potenza notevole, come radiatori elettrici, macchine lavatrici ecc.

Le variazioni di velocità sono generalmente deboli, per esempio da $33\frac{1}{2}$ a 33 giri; ciò non toglie però che esse siano avvertite dall'orecchio.

Queste anomalie possono essere studiate con sufficiente precisione per mezzo di semplici apparecchi.

Così, per osservare l'effetto che può avere una variazione di tensione d'alimentazione sulla velocità di un giradischi, è sufficiente utilizzare un survoltore-devoltore, costituito semplicemente da un autotrasformatore posto all'entrata del cambiadischi.

Si dispone sul piatto giradischi un disco stroboscopico e illuminandone la superficie a mezzo di una lampada ad incandescenza, o di un tubo fluorescente alimentato dalla corrente di rete, se ne osserva il comportamento.

Se la velocità di rotazione è normale e uniforme, si scorgerà sul disco una raggera di barre radiali, generalmente in bianco e nero, che sembrano immobili nonostante la rotazione, fig. 1.

Fig. 2 - Impiego di un oscillografo catodico di controllo.

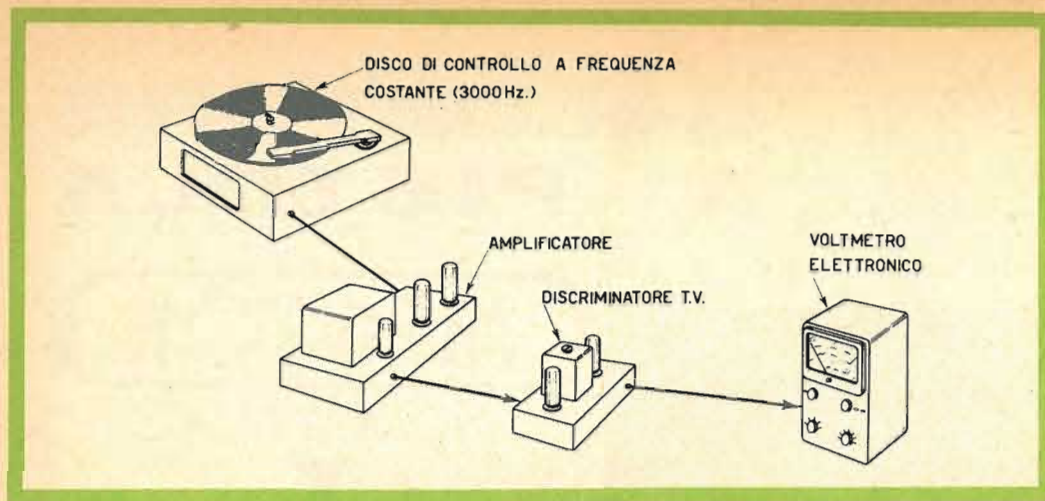



Fig. 3 - Dispositivo schematico utilizzato per la misura dello stridio e della scintillazione.

Se la velocità aumenta, le barre cominciano a muoversi nel senso della rotazione del piatto; viceversa, se la rotazione rallenta.

Una verifica ancora più precisa può essere condotta impiegando un oscillografo catodico e utilizzando sul piatto un disco **di prova registrato ad una frequenza fissa,** per esempio 1.000 c/s, (fig. 2).

Le oscillazioni di tensione presenti all'uscita del pick-up, vengono comparate con quelle d'un generatore di bassa frequenza regolato su una uguale frequenza musicale.

Sullo schermo dell'oscillografo catodico comparirà allora il tracciato ben conosciuto delle curve di « Lissajous », la cui forma rivelerà immediatamente eventuali variazioni di frequenza, e di conseguenza le variazioni di velocità.

Nel raro caso che il giradischi fosse equipaggiato con un motore sincrono, una variazione nella tensione d'alimentazione non modificherebbe la velocità di rotazione del piatto.

Al contrario se il motore è asincrono o ad induzione, caso generale, ogni cambiamento di frequenza, o di tensione, si traduce in variazioni di velocità.

Il metodo adoperato per eseguire un preciso controllo nel funzionamento di giradischi semi-professionali di alta qualità, consiste nell'adottare una sorgente alimentatrice regolata elettronicamente e indipendente dalle variazioni della rete esterna.

Nella pratica dilettantistica, invece, un motore sincrono derivato dalla rete assicura normalmente un soddisfacente controllo di velocità ed evita variazioni a cadenza lenta.

Variazioni di velocità di notevole ampiezza sono da imputare non alla rete d'alimentazione, ma più facilmente ai dispositivi di trascinamento ,e cioè alle gallette di gomma ed alle cinghie.

CAUSE DEL « PIANTO » O DELLO « SCINTILLIO »

Per studiare in modo razionale quei fenomeni che vanno sotto il nome di « pianto » o « scintillio », s'impiegano sistemi a modulazione di frequenza utilizzanti dischi di prova sui quali sono stati registrati suoni puri a frequenza relativamente elevata, per esempio dell'ordine di 3000 c/s.

L'uscita del pick-up viene collegata all'apparecchio di misura.

La nota a tonalità 3000 c/s, viene trasmessa ad un rivelatore a modulazione di frequenza accordato sullo stesso valore; un preciso discriminatore permette di notare variazioni dell'ordine di $\pm$ 1 c/s.

Il segnale raccolto all'uscita del detectore e, successivamente amplificato ad una frequenza udibile indica, come si vede in fig. 3, l'ampiezza del « pianto » o dello « scintillio ».

L'effetto di questo « pianto », o di questo « scintillamento », sulla musica riprodotta, dipende dalla natura della registrazione.

Gli strumenti musicali a tonalità più o meno costante, come per esempio il pianoforte, sono meno sensibili a questo fenomeno di quanto non lo siano altri nei quali si utilizzano effetti di tremolo o di vibrato.

Gli effetti più accentuati nella vibrazione della frequenza, si manifestano per una gamma di 2 o 3 c/s.

Una cadenza periodica più lenta, o più rapida, si presenta generalmente meno molesta.

LE VARIAZIONI DI CARICO

Ricerche eseguite su questi fenomeni, hanno messo in rilievo l'importanza che ha **il peso gravante sul disco.**

Con moderni pick-up, la forza esercitata sulla puntina non è mai superiore a 5 o 6 grammi, può anzi essere ridotta nei pick-up semi professionali a 1 o 2 grammi, e non può in nessun modo modificare la velocità di rotazione del piatto.

Con i vecchi pick-up accadeva il contrario, poichè era sufficiente appoggiare la puntina sul solco del disco per determinarne un rallentamento spesso notevole.

Il rapporto tra coppia motrice del motore e velocità, che si studia tracciando la curva caratteristica « Coppia motrice-velocità » permette di rendersi conto della proprietà del giradischi sotto esame in tutto quanto concerne l'avviamento e le variazioni di carico.

Queste proprietà dipendono essenzialmente dal tipo di motore impiegato.

L'impiego di un motore sincrono permette di ottenere una velocità molto costante, laddove un motore a induzione, a coppia elevata, fornisce risultati pratici meno soddisfacenti.

Esso può così esigere, per fermarsi, una forza maggiore o minore di un altro.

Le curve in fig. 4 mostrano il comportamento sotto carico dei due differenti tipi di motore.

Tutti sanno come sia difficile impiegare in modo soddisfacente un giradischi per assicurare il trascinamento di una banda magnetica di magnetofono, e ciò per il fatto che il meccanismo di trascinamento d'un nastro magnetico racchiude un carico molto più elevato di quello necessario per la semplice lettura di un disco.

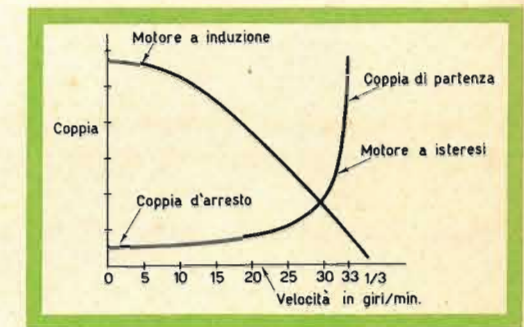



Fig. 4 - Confronto di curve caratteristiche coppia velocità per 2 motori differenti.

VIBRAZIONI MECCANICHE

Le vibrazioni meccaniche prodotte da un giradischi, si rivelano con una specie di « brontolio » dovuto ad oscillazioni parassite che, provenienti dal motore, si trasmettono al piatto giradischi e quindi al pick-up.

La loro presenza può essere controllata impiegando un disco nel quale i primi solchi non siano stati modulati; in questo modo, all'inizio della rotazione, v. fig. 5, la puntina non raccoglie nessuna vibrazione, e quindi non si udrà nell'altoparlante altro che un leggero brusio di fondo.

Se, per contro, si udisse un ronzio ad una cadenza piuttosto bassa, il fenomeno andrebbe essenzialmente addebitato a vibrazioni del motore.

Le vibrazioni la cui frequenza si aggira sui 25 $\div$ 30 c/s sono le più moleste; esse corrispondono a delle possibili risonanze del braccio di supporto del pick-up; esistono poi dei casi ugualmente molesti nei quali si riscontrano rumori parassiti su frequenze più elevate nell'ordine di 120 $\div$ 130 c/s.

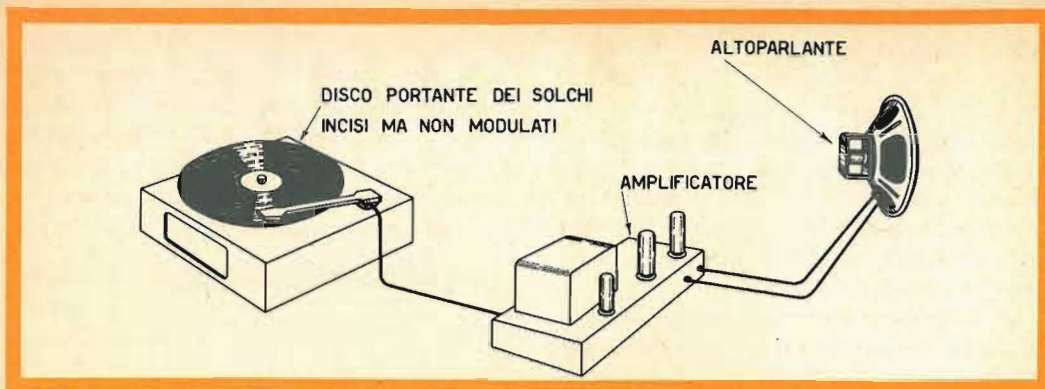



Fig. 5 - Semplice dispositivo che permette di effettuare l'analisi delle vibrazioni e dei ronzii in un giradischi.

Questi rumori possono anche confondersi con rumori simili di natura elettrica; se ne può però distinguere la vera natura sempre impiegando il sopracitato disco a solchi non modulati.

Infatti, se il rumore è di natura elettrica, esso si produce anche quando il pick-up non è applicato sul disco, se invece si tratta di ronzio di natura meccanica, esso si rivela unicamente quando la puntina del pick-up graffia il disco.

Le vibrazioni verticali e quelle laterali non presentano particolare importanza quando si tratti di registrazione monofonica; non è però così con la registrazione stereofonica, nel qual caso si richiede, al contrario, un rigoroso controllo delle due forme di vibrazioni.

Sembrerebbe impossibile costruire, a buon mercato, dei motori per dilettanti che non presentino difetti meccanici; l'impiego di filtri meccanici di trasmissione risolve invece, economicamente, il problema.

Una semplice cinghia di trasmissione ed una ruota a gola intermedia costituiscono, di fatto, un filtro meccanico.

La resilienza di questo sistema di legamento intermedio, combinato con l'inerzia del piatto, formano un filtro che richiude le variazioni di velocità e le vibrazioni causa di ronzii parassiti a bassa frequenza.

Per il controllo delle vibrazioni che si possono produrre nei differenti punti della trasmissione del movimento conviene, in particolare, osservare con cura l'equilibrio dinamico del motore, l'assenza completa di sfregamenti, gli effetti dell'elettricità e la possibilità di slittamenti laterali.

Un certo spostamento lungo l'asse motore può costituire, talora, un vantaggio per evitare sfregamenti.

RONZII ELETTRICI

I ronzii prodotti da un campo magnetico agente sul pick-up sono dovuti al campo magnetico del motore, e dipendono generalmente dalla posizione del pick-up e dal suo funzionamento.

I pick-up piezoelettrici o ceramici, sono poco sensibili ad un ronzio di natura magnetica mentre gli apparecchi a riluttanza variabile, o bobina mobile, sono poco sensibili a fenomeni di carattere elettrico.

Alcuni pick-up sono sistemati in posizione tale da evitare qualunque ronzio, ma, in generale, queste precauzioni consentono solo di proteggersi da campi deboli; se il campo magnetico è molto intenso, il sistema di protezione può risultare saturato col risultato di una produzione di un ronzio indotto.

L'effetto prodotto da un campo parassita va studiato per mezzo di una bobina di prova, di dimensioni note, posta perpendicolarmente al campo generato dal motore, in modo da esserne attraversata.

Misurando il segnale di uscita raccolto dall'amplificatore, v. fig. 6, è possibile effettuare prove su differenti direzioni e

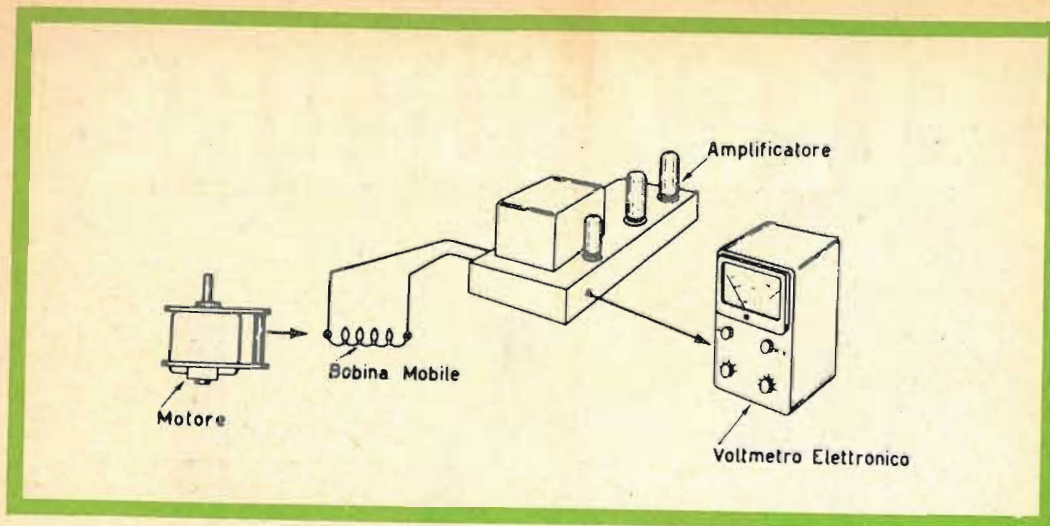



Fig. 6 - Studio sull'effetto di induzione di un motore per giradischi.

comparare poi i risultati con differenti giradischi.

Le stesse prove possono essere condotte per lo studio di un cambiadischi tenendo però conto dei fenomeni supplementari conseguenti al cambio del disco; si potrà così verificare, per esempio, qual è il rallentamento determinato dal movimento laterale del pick-up al momento del cambio del disco.

DIFETTI DEI CAMBIADISCHI

Le irregolarità nella velocità di rotazione del piatto, o una velocità troppo lenta o troppo elevata, il bloccaggio del piatto, ecc., sono effetti dovuti generalmente a quattro cause principali, cioè:

1) Slittamento o strofinamento tra il bordo del piatto e la ruota a gola di trascinamento o tra la ruota a gola e l'albero del motore.

2) L'usura del cerchietto gommato delle ruote a gola del cambio di velocità.

3) Deterioramento dei supporti del motore, loro disallineamento o, ancora, deterioramento degli avvolgimenti.

4) L'asse del motore di forma studiata male o errato diametro di una puleggia.

Lo slittamento e lo sfregamento indiretto tra asse motore e piatto è il fenomeno più frequente nei dispositivi di trascinamento con pulegge a gola.

Questo difetto si manifesta generalmente sul dispositivo di trascinamento con ruota a gola gommata; dopo un certo periodo d'uso, la gomma si logora, o perde la sua elasticità, in modo che ne risulta alterata l'aderenza tra bordo del piatto e asse motore.

I sintomi abituali d'uno sfregamento più o meno grave si rivelano con un avviamento lento e irregolare; si arriva addirittura all'arresto del piatto quando il cambiadischi deve sopportare tre o quattro dischi in pila sul piatto.

I difetti più difficili da correggere sono, senza dubbio, quelli conseguenti alla costruzione dell'apparecchio stesso, come, per esempio, le dimensioni dell'asse motore o il sistema di trascinamento.

Quest'ultimo difetto si manifesta con una velocità ridotta generalmente su una o più velocità; si tratta però di cosa oggi molto difficile da riscontrare su apparecchi di marca conosciuta.

PREAMPLIFICATORI A TRANSISTOR

ADATTI PER IL COLLEGAMENTO CON MICROFONI E PICK-UP PIEZOELETTRICI E ELETTRODINAMICI

Il circuito d'ingresso di uno stadio amplificatore a transistor, contrariamente all'analogo stadio amplificatore a valvola, è a bassa impedenza. D'altro canto, i normali trasduttori piezoelettrici (microfoni e pick-up a cristallo) posseggono una resistenza interna molto elevata e danno quindi il massimo rendimento solo se collegati su impedenze elevate. Il sistema più semplice per aumentare l'impedenza d'ingresso di un transistor consiste in un giudizioso impiego di adatti circuiti di controreazione.

Nelle pagine che seguono mostreremo i circuiti di controreazione più comunemente impiegati che consentono di collegare gli amplificatori a transistor a sorgenti di segnale con elevata resistenza interna. I circuiti elettrici che noi presentiamo sono stati tutti realizzati e sperimentati in pratica. Possono lavorare egregiamente entro i limiti di temperatura compresi tra —20 + 60° C con un'ottima stabilità di funzionamento e trascurabile distorsione.

Aumento dell'impedenza d'ingresso mediante controreazione

Il valore dell'impedenza d'ingresso di un transistor dipende, in prevalenza, dalla corrente che circola nell'emettitore (I_E) e dal fattore di amplificazione di corrente (α_{fe}); può dipendere anche dalla temperatura della giunzione; mentre non è affatto influenzata dalla tensione di alimentazione. Entro la gamma delle frequenze audio il valore dell'impedenza d'ingresso può essere considerato **un valore reale.*** Ciò semplifica notevolmente il calcolo.

In assenza di controreazione, il valore dell'impedenza d'ingresso di uno stadio amplificatore a transistor con emettitore comune o con collettore comune, è dato da:

$$R_{in} = r_e (1 + \alpha f_e) + r_b \qquad (1)$$

dove α_{fe} è il fattore di amplificazione di

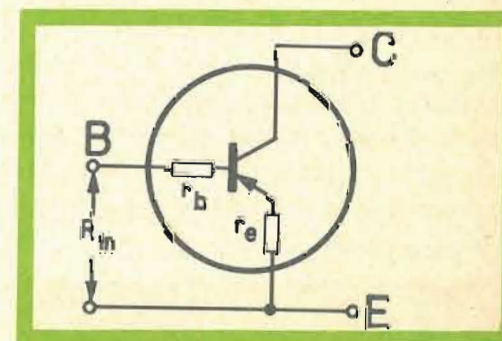



Fig. 1 - Schema equivalente del transistor alle audio frequenze.

* *In realtà, possedendo il circuito d'ingresso un certo valore di capacità si dovrebbe tener conto anche della componente reattiva (reattanza capacitiva).*

corrente. L'impedenza d'ingresso del transistor dipende anche dal punto di lavoro sulla curva caratteristica in quanto, a punti di lavoro diversi, corrispondono differenti valori del fattore di amplificazione α_{fe}. La resistenza di base r_b (fig. 1) è una grandezza invariabile per ciascun tipo di transistor (circa 500 Ω nei transistor per bassa frequenza). La resistenza r_e è la resistenza interna di emettitore chiamata anche **resistenza di emissione.** Essa è inversamente proporzionale alla corrente di emettitore ed è regolata dalla relazione:

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} \qquad (2)$$

dove V_T è la **tensione di temperatura** che alla temperatura della giunzione di 20° C ammonta a circa 25 mV e viene ricavata dalla formula:

$$V_T = \frac{k \cdot T}{q} \qquad (3)$$

dove k è la costante di Boltzmann, T è la temperatura assoluta (— 273° C) e q la carica elettrica elementare.

L'impedenza d'ingresso di uno stadio amplificatore a transistor può essere aumentata mediante la controreazione qualora la frazione di tensione prelevata all'uscita e riportata all'ingresso attraverso il circuito di controreazione, venga inserita in **serie** al segnale applicato all'ingresso. Ciò vale sia che la tensione di controreazione sia proporzionale alla tensione che alla corrente d'uscita (fig. 2).

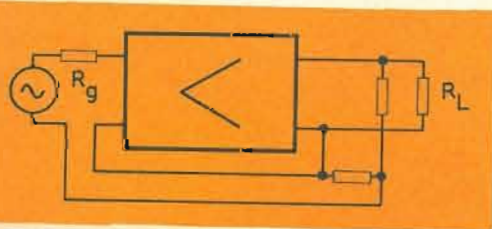



Fig. 2 - Aumento dell'impedenza d'ingresso mediante la controreazione.

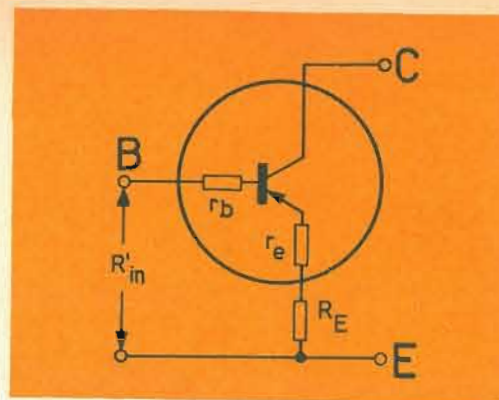



Fig. 3 - Controreazione effettuata dalla resistenza di emettitore.

L'amplificazione, in uno stadio controreazionato, è regolata dalla nota formula:

$$A' = \frac{A}{1 + kA} \qquad (4)$$

dove A rappresenta l'amplificazione di tensione dell'amplificatore in assenza di controreazione, A' l'amplificazione di tensione dello stesso amplificatore dopo l'inserzione della controreazione e k la frazione della tensione di uscita riportata nel circuito d'ingresso. L'espressione $1 + kA$ si chiama **fattore di controreazione** e può essere ricavato dalla 4) in maniera molto semplice:

$$1 + kA = \frac{A}{A'} \qquad (5)$$

È dimostrato che la resistenza dinamica d'ingresso di uno stadio controreazionato risulta aumentata in proporzione al valore del fattore di controreazione, e cioè:

$$R'_{in} = (1 + kA)\, R_{in} \qquad (6)$$

Un esempio tipico e molto semplice di controreazione è offerto da uno stadio amplificatore con emettitore comune in cui la resistenza di emettitore (R_E di fig. 3). non abbia in parallelo il solito condensatore. In questo caso, la resistenza esterna di emettitore (R_E), può essere incorporata

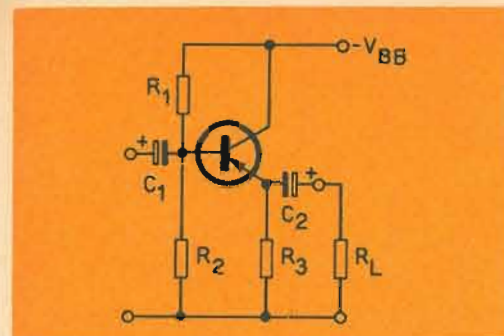



Fig. 4 - Controreazione di tensione in un circuito con collettore comune.

Fig. 5 - Circuito con collettore comune con trasformatore d'ingresso.

con la resistenza interna (r_e), per cui, in base alla 1) avremo:

$$R_{in} = (1 + \alpha f_e)\,(r_e + R_E) + r_b \qquad (7)$$

Questa resistenza, in un circuito con emettitore comune, produce una controreazione di tensione proporzionale alla corrente mentre, in un circuito con collettore comune (fig. 4), impiegato di solito come trasformatore d'impedenza, produce una controreazione di tensione proporzionale alla tensione. Nel primo caso la resistenza di uscita del circuito aumenta, nel secondo caso diminuisce.

Accorgimenti circuitali per aumentare l'impedenza d'ingresso mediante la controreazione

Di solito, la tensione per la polarizzazione della base viene ricavata mediante un partitore di tensione (R_1 e R_2 di fig. 4), il quale, come è noto, ha il compito di stabilizzare il punto di lavoro del transistor contro le variazioni della temperatura. Perchè la sua azione sia efficace, si richiede che la corrente che lo attraversa sia all'incirca 1/10 o 2/10 della corrente di emettitore I_E.

Questa elevata corrente si ottiene, ovviamente, riducendo il valore delle sopradette resistenze le quali, però, vengono a trovarsi in parallelo alla resistenza d'ingresso del transistor, e di conseguenza ne abbassano ulteriormente il valore. Quest'ultimo inconveniente viene eliminato nel caso si impieghi un trasformatore come indicato in fig. 5. Con questo sistema abbastanza economico, si riescono ad ottenere valori di impedenza d'ingresso dell'ordine delle centinaia di kohm. In ogni modo, però, non si può andare più oltre di questo valore in quanto, per i motivi di stabilizzazione del punto di lavoro nei riguardi delle variazioni di temperatura a cui abbiamo accennato sopra, è necessario tenere molto bassa la resistenza in c.c. del secondario del trasformatore.

Il circuito indicato in fig. 6 ha senz'altro dei pregi rispetto al precedente. In esso, la tensione ricavata dal partitore di base (R_1 e R_2) viene portata alla base da una terza resistenza (R_3). La tensione alternata d'uscita presente sull'emettitore viene applicata, mediante un condensatore elettrolitico di notevole valore, nel punto di collegamento comune a queste tre resistenze. Il segnale presente sull'emettitore (uscita) e quello presente sulla base (ingresso) hanno la stessa fase. Nella resistenza R_3 circolerà una corrente prodotta dalla tensione di uscita. La corrente d'ingresso sarà quindi **in parte** fornita dalla sorgente del segnale

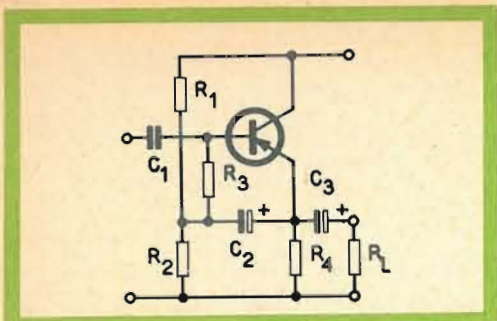



Fig. 6 - Partitore di base con resistenza in serie R_3.

e **in parte** dal circuito di controreazione. La sorgente del segnale, a parità di tensione, verrà pertanto a trovarsi nella condizione di fornire **solo una parte** della corrente d'ingresso; essa **vedrà** pertanto una maggiore impedenza nel circuito d'ingresso. **In presenza di segnale,** la resistenza d'ingresso diventerà quindi considerevolmente più elevata del valore ohmico della resistenza di base R_3.

Da quanto detto sopra risulta che, in uno stadio amplificatore con collettore comune, l'impedenza d'ingresso può essere aumentata a piacere purchè naturalmente si aumenti anche il valore della controreazione che, in questo particolare circuito, dipende dal valore della resistenza esterna di emettitore. Ma anche per quest'ultima esistono dei limiti insuperabili nel senso che, per motivi di stabilità termica, la corrente di emettitore non può scendere oltre il valore di 0,2... 0,5 mA. Si potrebbe pensare di aumentare la tensione di alimentazione. Ma anche per quest'ultima esiste un limite fissato dalla massima tensione in c.c. ammissibile tra collettore ed emettitore del transistor impiegato. Come è noto, il limite della tensione tra collettore ed emettitore (V_{CE}) è fissato dalla resistenza in c.c. dello strato di base. Inoltre, bisogna tener conto del maggiore ingombro e della maggiore spesa che importa l'impiego di una batteria con tensione di alimentazione maggiore. Infine, bisogna tener presente che, in un circuito con collettore comune, in parallelo ad R_E viene a trovarsi la resistenza di carico R_L. In particolare, nel circuito di fig. 6, oltre alla resistenza R_L vengono a trovarsi in parallelo ad R_E anche le resistenze del partitore di base R_1 e R_2. Quest'ultime, come abbiamo visto a proposito del calcolo della resistenza d'ingresso, vengono incorporate in R_E e, costituendo un carico aggiuntivo restringono il campo di lavoro del transistor.

Circuiti d'ingresso per microfoni dinamici

L'impedenza dei microfoni dinamici si aggira più o meno sul valore di 200 Ω. La resistenza d'ingresso di un transistor non controreazionato è un po' più elevata. Collegando quindi **direttamente** il microfono all'ingresso del transistor non si avrebbe un disadattamento notevole. In pratica, si preferisce impiegare un trasformatore di adattamento. Il motivo è il seguente. Il trasformatore effettua una « trasformazione in salita », aumenta cioè la tensione del microfono ai capi del sécondario in proporzione al rapporto spire del trasformatore stesso; sulla base si avrà quindi una tensione 10 volte maggiore (fig. 7). Ciò consente di introdurre un valore di controreazione che diminuisce di 10 volte l'amplificazione dello stadio. L'impiego del trasformatore, aumentando il livello del segnale d'ingresso, ci ha quindi consentito (a parità di tensione di uscita) di impiegare un discreto valore di controreazione e di usufruire quindi di tutti i vantaggi derivanti da quest'ultima.

I vantaggi dell'impiego della controreazione sono noti; maggiore stabilità di funzionamento dello stadio entro un ampio campo di tolleranze dei componenti (in

Fig. 7 - Preamplificatore microfonico a due stadi ad elevata impedenza d'ingresso.

particolare, delle inevitabili dispersioni delle caratteristiche dei transistor), maggiore stabilità del punto di lavoro anche per notevoli variazioni della temperatura ambiente.

Nelle fig. 7 e 8 indichiamo due amplificatori a due stadi dove la controreazione è stata applicata con i criteri sovraesposti. In entrambi gli amplificatori, gli stadi sono accoppiati direttamente (accoppiamento in c.c.). Entrambi, inoltre, usufruiscono del circuito di controreazione per stabilizzare anche il punto di lavoro. Nel preamplificatore di fig. 7, l'impedenza d'ingresso viene aumentata da una rete di controreazione di tensione (proporzionale alla tensione) a discapito dell'impedenza di uscita che viene invece abbassata. Questo preamplificatore avrà una minima distorsione se la resistenza interna della sorgente del segnale sarà bassa rispetto alla resistenza d'ingresso del transistor se cioè il transistor sarà pilotato in tensione.

Al contrario, nel circuito di fig. 8, la controreazione di corrente (proporzionale alla corrente) ha l'effetto di abbassare la resistenza d'ingresso e di aumentare la resistenza di uscita dell'amplificatore. Quest'ultima però è limitata dal valore della resistenza di carico del collettore. Questo preamplificatore deve essere pertanto alimentato in corrente, nel qual caso, come il precedente, produrrà una minima distorsione del segnale da amplificare.

Quest'ultimo preamplificatore, essendo sprovvisto del trasformatore d'ingresso, può assumere dimensioni inferiori a quelle del preamplificatore indicato in fig. 7, specialmente se si ha la possibilità di usare transistor subminiatura e condensatori elettrolitici al tantalio.

In entrambi i preamplificatori il valore della controreazione può essere regolato. Questo, in definitiva, è un ottimo sistema per controllare l'amplificazione di questi due preamplificatori. Con un valore di amplificazione di 100 (40 dB) il segnale di uscita ha una distorsione inferiore all'1 %.

Con i preamplificatori a tre stadi si ottiene, logicamente, un maggior valore di amplificazione del segnale; ciò consente di applicare un fattore di controreazione più grande con l'ovvio vantaggio di ottenere valori di impedenza d'ingresso superiori a quelli ottenuti nei due precedenti preamplificatori. Osservando gli schemi degli amplificatori indicati in fig. 9 e in fig. 10, si vede subito che i circuiti di stabilizzazione del punto di lavoro sono più elaborati di quelli degli amplificatori precedenti: compaiono

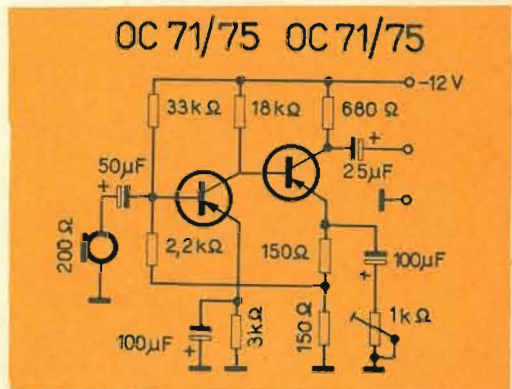



Fig. 8 - Preamplificatore microfonico a due stadi ad elevata impedenza d'uscita.

infatti le note resistenze NTC. È ovvio aggiungere che il punto di lavoro, in questi preamplificatori, risulta stabilizzato entro un campo di variazioni di temperatura molto ampio. Il fattore di controreazione inserito è notevole; ciò rende necessaria una compensazione di fase alle frequenze elevate; tale compensazione è effettuata dal condensatore C_1. Il potenziometro R_1 serve per regolare la simmetria della tensione d'uscita (distorsione) mentre il potenziometro R_2 serve per regolare l'amplificazione. Senza trasformatore d'ingresso quest'ultima supera i 60 dB.

Dando il massimo valore di controreazione, l'impedenza d'ingresso, alla base del primo transistor, diventa qualche centinaio di kΩ e la distorsione del segnale all'uscita diventa, in questo caso, inferiore a 0,1 %.

I circuiti dei due preamplificatori differiscono tra loro sia per la diversa maniera in cui è realizzato in ciascuno di essi il disaccoppiamento sia per il modo diverso in cui è prelevata la tensione di controreazione.

Nel circuito di fig. 9 si ha una controreazione di tensione. La resistenza interna tra i morsetti di uscita di questo preamplificatore misura appena alcuni ohm.

Nel preamplificatore indicato in fig. 10, il terzo stadio non è, come nel caso prece-

Fig. 9 - Preamplificatore a tre stadi con bassa impedenza di uscita.

Fig. 10 - Preamplificatore a tre stadi con elevata impedenza di uscita.

dente, con collettore comune (e quindi non in grado di amplificare) ma con emettitore comune; si avrà quindi una amplificazione complessiva maggiore. Sempre con questo preamplificatore si ha una controreazione di tensione (proporzionale alla corrente) e quindi una resistenza di uscita elevata (dell'ordine di grandezza della resistenza di carico del collettore). In quest'ultimo circuito, il polo negativo della batteria è collegato a massa. Comunque. è sempre possibile collegare a massa il polo positivo.

In entrambi questi due preamplificatori si ha una buona amplificazione fino alla frequenza di 100 kHz.

Preamplificatore-equalizzatore stereo per pick-up dinamici e magnetici

In alcuni tipi di preamplificatori è opportuno che la frazione del segnale di uscita riportata all'ingresso (controreazione) sia funzione della frequenza del segnale stesso. Ciò consente di ottenere una curva di risposta lineare sino alla frequenza più elevata della banda da amplificare, come appunto richiesto nei preamplificatori Hi-Fi.

Nel preamplificatore indicato in fig. 11,

il fattore di controreazione dipende, in valore assoluto, dalla frequenza del segnale da amplificare; l'impedenza dinamica del transistor d'ingresso sarà pertanto **funzione della frequenza del segnale.** In particolare, alle basse frequenze, l'impedenza d'ingresso tende a diminuire; ciò, però, non influisce sulla qualità di riproduzione dei normali pick-up a riluttanza variabile.

Il partitore della tensione di polarizzazione di base ha una leggera variante rispetto a quelli dei preamplificatori trattati in precedenza. Infatti, la resistenza inferiore (68 kΩ) è collegata su una frazione (300 Ω) della resistenza di emettitore dove, ovviamente, è presente una tensione alternata; essa pertanto non carica il segnale d'ingresso. Una funzione completamente diversa viene invece esplicata dalla resistenza superiore del partitore, formata a sua volta da una fissa (68 kΩ) e da una variabile (100 kΩ). Come appare dallo schema, questa resistenza è collegata direttamente tra il collettore e la base del primo stadio e provoca, pertanto, una debole controreazione di corrente, proporzionale alla tensione, che riduce considerevolmente il fruscio ma carica il circutio d'ingresso in proporzione del fattore di controreazione inserito. L'impedenza dinamica d'ingresso, alla frequenza di 1000 Hz e con un valore di amplificazione di 40 dB, ammonta a 50 kΩ. Alla frequenza di 100 Hz essa diminuisce non più del 30 %. La resistenza di uscita del preamplificatore, alla frequenza di 1000 Hz, è di circa 30 Ω. Questo basso valore consente (quando richiesto) di applicare ai morsetti di uscita un cavo di notevole lunghezza.

Con tensione di alimentazione di 12 V, resistenza di carico di 50 kΩ e tensione di uscita di 1 V_{eff}, la distorsione è inferiore a 0,2 %. Disponendo di una tensione di alimentazione di 24 V e con uguale valore di tensione di uscita, la distorsione scende a 0,1 %. Il campo di temperatura entro cui il preamplificatore può funzionare è un po' limitato (— 20... + 50° C); ciò è dovuto al fatto che il circuito d'ingresso ha una elevata resistenza in c.c..

Stadi adattatori di impedenza per microfoni e pick-up a cristallo

Abbiamo già osservato che i trasduttori piezoelettrici (microfoni e pick-up a cristallo) devono essere collegati su resistenze molto elevate (500 kΩ). Questo elevato valore di impedenza non è possibile ottenerlo con uno stadio singolo mentre è facilmente realizzabile collegando in cascata due stadi funzionanti da trasformatori di impedenza quali potrebbero essere dei semplici circuiti montati con collettore comune (fig. 12). Osservando lo schema si vede come il primo stadio non sia altro che

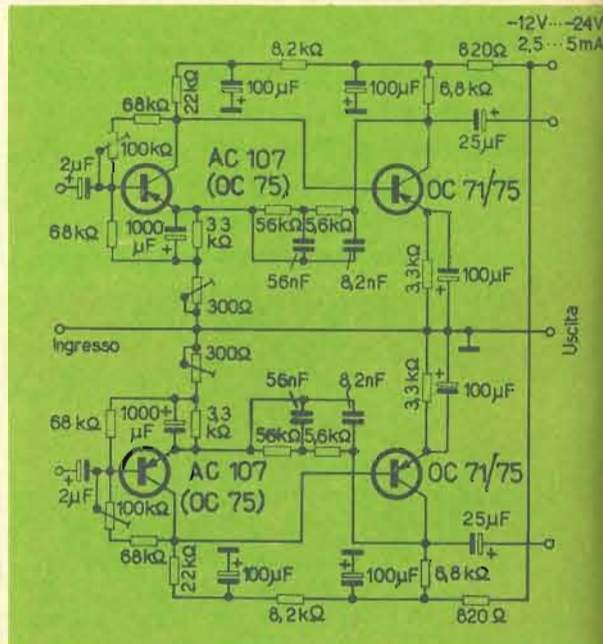



Fig. 11 - Preamplificatore-equalizzatore per pick-up stereofonici.

la ripetizione di quello illustrato in fig. 6; ad esso segue un normale stadio montato con collettore comune accoppiato al primo direttamente (accoppiamento in c.c.).

Questo circuito permette di avere ai morsetti d'ingresso un valore d'impedenza compreso tra 500 kΩ e 1,5 MΩ e ai morsetti di uscita una impedenza inferiore a 10 Ω. Il circuito indicato in fig. 13 consente di avere valori di impedenza d'ingresso ancora superiori a quelli ottenuti con il circuito precedente. Anche in questo caso, il circuito d'ingresso del primo stadio è ancora quello di fig. 6. C'è solo una variante; al posto della resistenza di emettitore del primo stadio (fig. 6) si trova un secondo transistor pilotato dal collettore del primo transistor. Questo secondo transistor viene a sua volta a trovarsi in parallelo alla resistenza di carico (R_L), per cui, in regime dinamico, esso fa aumentare virtualmente la resistenza di carico e, conseguentemente, l'emettitore del primo stadio viene a trovarsi con un valore di resistenza elevato verso massa.

L'accoppiamento diretto fra i due stadi consente di realizzare un fattore di controreazione di tensione, (proporzionale alla tensione) pari al fattore di amplificazione di tensione che avrebbe lo stadio in assenza di controreazione. L'amplificazione di tensione, pertanto, è pari all'unità mentre l'amplificazione di potenza, con una resistenza di carico ottima di 1,2 kΩ, ammonta a circa 30 dB. Questa disposizione circuitale consente inoltre di avere ai morsetti d'ingresso impedenze dell'ordine di grandezza di 1... 4 MΩ, mentre ai morsetti di uscita la resistenza è di appena alcuni ohm.

Fig. 12 - Trasformatore d'impedenza con circuito in cascata.

Fig. 13 - Trasformatore d'impedenza ad elevata impedenza d'ingresso (1... 4 MΩ).

Il circuito, reso già stabile da una forte controreazione in corrente continua, può essere ulteriormente stabilizzato con l'aggiunta di un diodo di Zener collegato tra colettore e base, rispettivamente del primo e del secondo transistor. Ciò consente di ottenere una stabilità di funzionamento entro i limiti di temperatura di — 80 + 100° C. È ovvio però che un funzionamento continuo a queste elevate temperature abbrevia la durata di vita del transistor. Infatti, il limite massimo ammissibile alla giunzione nel transistor Philips OC-71 si aggira intorno a + 75° C.

Il circuito di fig. 14 consente perciò un ampio margine di sicurezza per ciò che riguarda la stabilità di funzionamento in quanto gli apparecchi in cui di solito viene impiegato sono progettati per funzionare entro i limiti di — 20 ... + 60° C.

Preamplificatore per segnali d'ingresso asimmetrici verso massa

Il circuito indicato in fig. 15 possiede un'impedenza d'ingresso molto elevata e consente inoltre di applicare ai suoi morsetti due segnali asimmetrici verso massa. L'uscita di questo preamplificatore (simmetrica rispetto massa) può essere collegata ad un amplificatore a transistor con impedenza d'ingresso relativamente bassa (circa 3 kΩ).

L'amplificazione di tensione ammonta a circa 0,5 ... 1. Il potenziometro R_8 regola la simmetrica di amplificazione del segnale. Per fare questa regolazione si applicano, contemporaneamente ai due ingressi, due segnali della stessa fase e di sufficiente intensità, indi si regola R_8 per il minimo valore della tensione del segnale all'uscita.

Conclusione

Dalla sommaria descrizione dei circuiti di questi preamplificatori si perviene alla conclusione che per avere un'elevata impedenza d'ingresso bisogna, in ogni caso, prevedere dei circuiti che introducano elevati valori di controreazione. I vantagi derivanti dall'introduzione di un elevato fattore di controreazione, oltre a quello di aumentare l'impedenza d'ingresso sono: banda passante molto più ampia e più lineare, bassa distorsione, insensibilità del circuito nei riguardi delle tolleranze dei componenti e, in particolare, delle inevitabili differenze nei parametri di un transistor dello stesso tipo.

Fig. 14 - Trasformatore d'impedenza con elevata stabilità termica.

Fig. 15 - Trasformatore d'impedenza con ingresso simmetrico ad elevata impedenza.

Questi preamplificatori sono in grado pertanto di soddisfare tutte le esigenze richieste da amplificatori per riproduzione di alta qualità (Hi-Fi).

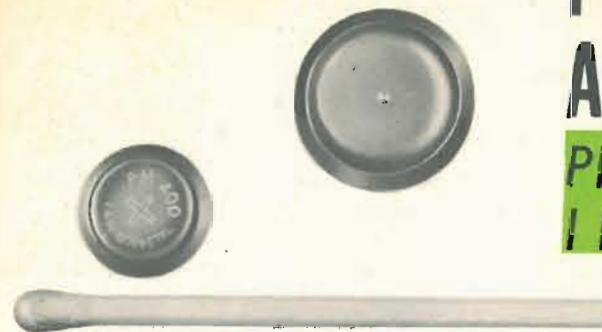
Criteri per la scelta dei transistor da impiegare negli stadi d'ingresso ad impedenza elevata

Per gli stadi d'ingresso ad elevata impedenza, come quelli descritti più sopra, sono molto adatti i transistor con fattore di amplificazione di corrente molto elevato. Il transistor Philips OC 71 è molto indicato per questo scopo. Esso, però, produce un considerevole rumore. Pertanto, nelle apparecchiature dove il fattore di rumore deve essere tenuto molto basso si consiglia

di impiegare il tipo AC 107 che possiede una cifra di fruscio inferiore. Esso però possiede un fattore di amplificazione più basso. In generale il tipo di transistor da impiegare dipende dalla tensione di uscita fornita dal trasduttore piezoelettrico (microfono o pick-up). I trasduttori piezoelettrici, come è noto, forniscono elevate tensioni di uscita ma necessitano di essere collegati su impedenze elevate realizzabili, come abbiamo visto, controreazionando energicamente; questo è il motivo per cui si devono impiegare transistor con elevato fattore di amplificazione di corrente.

La capacità d'ingresso (in regime dinamico) dei transistor non controreazionati ha un notevole valore, viene però ridotta mediante la controreazione nella misura del valore del fattore di controreazione inserito. Se si desidera però che, nello stadio d'ingresso, il carico capacitivo sia molto basso (specialmente nei trasformatori d'ingresso ad elevato rapporto di trasformazione) si raccomanda di impiegare transistor per alta frequenza come l'OC 45, l'OC 44, l'OC 170, l'OC 171.

PILE PRIMARIE A MERCURIO

PER APPLICAZIONI INDUSTRIALI

Criteri di scelta.

Avendo bisogno di una pila, o di una batteria per alimentare un apparecchio a transistor, è ovvio che essa debba essere di piccole dimensioni e di basso costo.

Occorrerà d'altra parte tener conto anche del funzionamento, e cioè se esso è continuato o intermittente.

Si dovrà poi considerare il problema nei riflessi del costo per watt-ora dell'energia da fornire, della durata di conservazione della pila, e del tempo di scarica.

La soluzione a tutti questi requisiti è offerta dalle batterie a mercurio, le quali, oltre a possedere speciali caratteristiche, presentano il grande vantaggio di conservarle per lungo tempo.

Prendiamo ad esempio il rapporto prezzo-rendimento: in alcune pile a secco, questo rapporto risulta soddisfacente quando la pila è nuova, ma declina non appena essa invecchia, sia che essa venga sottoposta ad uso continuo o intermittente; la pila al mercurio viceversa risulterà efficiente al 90% anche dopo due anni di immagazzinamento.

Per determinare con esattezza il tipo di batteria al mercurio necessaria, bisognerà tener presente:

a) Il tipo di applicazione;

b) I limiti dimensionali (spazio disponibile);

c) La gamma delle possibili temperature di funzionamento;

d) Qualsiasi altra condizione particolare di funzionamento come urto, vibrazione, accelerazione, ecc.

Caratteristiche di scarica uniforme.

Elementi indispensabili per ottenere buone prestazioni di apparecchi di comunicazione, acustici, strumenti ottici, apparecchi a transistor, ecc. è una tensione stabile ed una scarica uniforme nel tempo.

Grazie alla loro bassa resistenza interna, le batterie al mercurio sono ideali per essere impiegate negli apparecchi suddetti. In molte applicazioni, come per esempio in quelle riguardanti l'uso di transistor negli apparecchi di comunicazione, le batterie al mercurio sono superiori alle batterie convenzionali per le possibilità che hanno di fornire una potenza d'uscita uniforme e continuativa per tutta la loro durata.

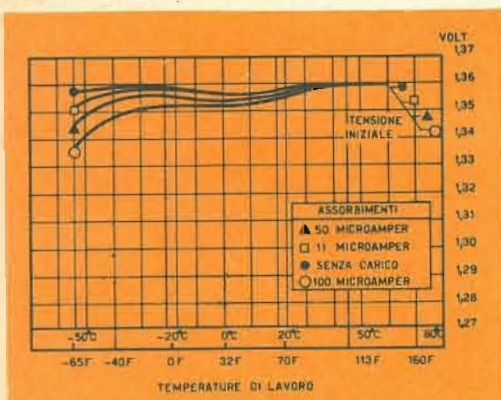
Strumenti, luci di segnalazione, flaschs ed altri apparati azionati a batteria, trovano un'applicazione molto frequente negli stabilimenti chimici, su natanti ecc., quindi dove i vapori corrosivi, la nebbia, le emanazioni saline, e l'alto grado di umidità richiedono una protezione speciale.

Le batterie al mercurio avendo un doppio rivestimento di acciaio nichelato ed una custodia isolata per mezzo di contenitori in materiale plastico, sono fortemente protette dagli agenti esterni.

Esse inoltre presentano caratteristiche costanti che rimangono invariate sia a temperature estremamente alte, quali sono quelle che si riscontrano negli strumenti impiegati sotto la superficie terrestre, che in quelle sotto zero riscontrate negli strumenti ed apparecchi metereologici.

Alcuni strumenti di controllo della temperatura « sub-superficiale », alimentati da batterie al mercurio, sono stati sottoposti per prova e per breve tempo, a temperature di 130° C; orbene, esse in queste condizioni di lavoro hanno dimostrato di non risentire affatto di tale trattamento.

Passando all'altro estremo, anche con temperature di — 50° C le loro caratteristiche sono rimaste invariate.

Nei casi in cui occorra una tensione costante, le batterie al mercurio hanno dimostrato di possedere caratteristiche tali da farle accettare come sorgenti di tensione standard.

Diagrammi della variazione della tensione di scarica al variare della temperatura.

Infatti, per lunghi periodi di tempo, la loro tensione rimane stabile entro lo 0,5% mentre, per periodi più brevi si può arrivare ad una regolazione contenuta nel 0,1%.

Molti tipi di apparecchi portatili, come radio tascabili, apparecchi acustici, orologi da polso elettrici, registratori tascabili, ecc. richiedono sorgenti di volume e peso assolutamente minimi.

Anche in queste applicazioni le batterie al mercurio, a parità di volume, sono riuscite a generare un'energia fino a tre volte quella delle altre batterie.

Poichè il loro grado di deterioramento, anche in condizioni di cattivo immagazzinamento, è molto basso, esse sono state scelte per alimentare radio ricetrasmittenti di salvataggio, apparecchi di allarme di emergenza, apparati telefonici a transistor, ed altri apparecchi che anche dopo un lungo periodo di eventuali inattività, devono fare affidamento su un funzionamento sicuro.

Principio chimico delle pile al mercurio.

Come in altri sistemi a cellula elettrochimica, l'energia elettrica della pila, nasce in conseguenza di una reazione elettrochimica che, con il concorso dell'elettrolita in essa contenuto, si verifica tra l'anodo ed il catodo della pila stessa.

I tipi di anodo impiegati sono normalmente due:

1) uno costituito da una piastrina di grana uniforme, formata da polvere di zinco puro amalgamato;

2) l'altro formato da un avvolgimento di sottile lamiera di zinco, ondulata uniformemente.

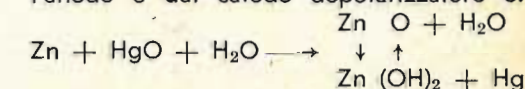
Il catodo depolarizzante è formato da ossido di mercurio chimicamente puro, cui viene aggiunto un piccolo quantitativo di grafite finemente polverizzata.

Questa grafite oltre ad assicurare alcune caratteristiche fisiche indispensabili, riduce la resistenza interna della pila aumentando la conduttività del depolarizzatore.

L'elettrolita di queste batterie è costituito da una soluzione acquosa concentrata di idrossido di potassio sostanzialmente saturata con zinco che, limitando la possibilità di sviluppo di idrogeno durante la scarica o nel periodo di conservazione in magazzino, ne assicura un alto tenore di stabilità.

La forte stabilità dei componenti chimici, ed il materiale che compone l'involucro, fanno si che durante la scarica, non si possa verificare alcun'altra reazione interna.

La reazione elettrochimica che si verifica all'atto della produzione dell'energia su ambedue le superfici attivate dall'anodo e dal catodo depolarizzatore è:

$$Zn + HgO + H_2O \longrightarrow \begin{matrix} Zn \quad O + H_2O \\ \downarrow \quad \uparrow \\ Zn(OH)_2 + Hg \end{matrix}$$

con liberazione di due Faraday di energia elettrica per ogni molecola di componente attivo.

LE BASI DELLA MODERNA ELETTRONICA

a cura di L. CASCIANINI

4ª Parte — DISPOSITIVI ELETTRONICI A TRE ELETTRODI

Il triodo a vuoto può considerarsi, a buon diritto, la pietra miliare di tutta l'elettronica; l'amplificazione e la generazione dei segnali è stata possibile solo dopo l'invenzione della griglia controllo. Ci è sembrato logico descrivere in questa parte anche il modo di funzionamento del transistor nei suoi due principali circuiti (emettitore comune e base comune), in quanto, è nostro costante desiderio dimostrare al tecnico che alla base del funzionamento dei nuovi dispositivi a semiconduttori stanno sempre quelle regole fondamentali già fruttuosamente impiegate nei tubi elettronici.

Del triodo e del transistor ci limitiamo per ora a descrivere solo il funzionamento e i parametri essenziali rimandando a più avanti la trattazione analitica delle regole e dei concetti che servono per il progetto degli stadi amplificatori e oscillatori equipaggiati con questi dispositivi.

Il materiale illustrativo che compare in questo articolo ci è stato gentilmente concesso dalla Philips S.p.A.

Questa parte illustrerà i seguenti argomenti:

Funzione della griglia controllo di un triodo

Nel 1907 De Forest pensò di poter controllare il flusso degli elettroni all'interno di un tubo a vuoto (diodo) mediante una « griglia » interposta tra il catodo e l'anodo. L'introduzione di questo terzo elettrodo all'interno del tubo a vuoto segnò l'inizio di tutto il successivo sviluppo della moderna elettronica, in quanto, con il triodo si potevano finalmente amplificare segnali deboli altrimenti inservibili; infatti, il controllo del flusso di elettroni mediante una tensione applicata a questo nuovo elettrodo, e cioè alla griglia, avviene senza alcuna spesa di energia da parte della sorgente della tensione che si vuole amplificare.

Questo nuovo tubo che, per avere tre elettrodi, viene chiamato **triodo** è formato essenzialmente da una superficie che riscaldata può emettere elettroni (catodo), da un elettrodo opportunamente sagomato che può raccogliere gli elettroni emessi (anodo), e da un terzo elettrodo che originariamente era una rete (donde il termine griglia) interposto fra i due precedenti, e il cui compito è quello di controllare il flusso degli elettroni emessi.

In fig. 1 è indicata schematicamente la struttura di principio tipica di un triodo.

Tutto ciò che a suo tempo abbiamo detto a proposito della forma e delle caratteristiche del catodo e dell'anodo di un diodo a vuoto rimane valido anche per il triodo (1).

I fili con cui è formata la griglia sono molto sottili; la griglia viene posta molto vicino alla superficie del catodo in modo da poter esercitare un controllo più efficace sul flusso di elettroni.

1) Vedi « Selezione di tecnica Radio TV » N. 1/2 pag. 156 e numero 3/4 pag. 319.

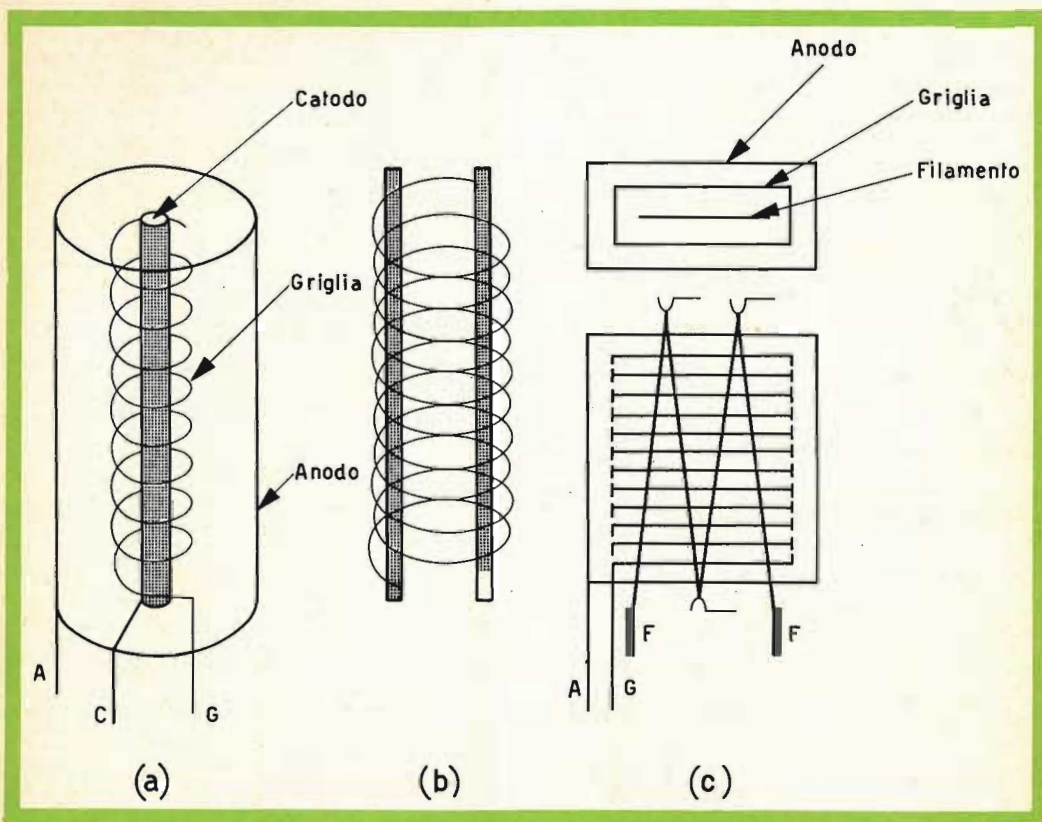



Fig. 1-a) - Rappresentazione schematica di un triodo con elettrodi cilindrici; b) Struttura di una griglia convenzionale; c) Rappresentazione schematica di un triodo con elettrodi piani.

Attualmente vengono costruite particolari griglie chiamate « griglie a telaio ». Nelle griglie convenzionali il filo che forma la griglia serve anche da supporto alla stessa griglia; ciò non avviene nelle griglie a telaio dove il filo viene avvolto su un « telaio » che costituisce il vero supporto della griglia; questa particolare esecuzione consente di impiegare un filo di griglia molto sottile (10 μ), di ridurre considerevolmente la distanza tra spira e spira, e infine, di portare la trama della griglia molto vicina alla superficie catodica in modo che il controllo del flusso degli elettroni risulta di gran lunga più efficace di quanto non avvenga con le griglie convenzionali.

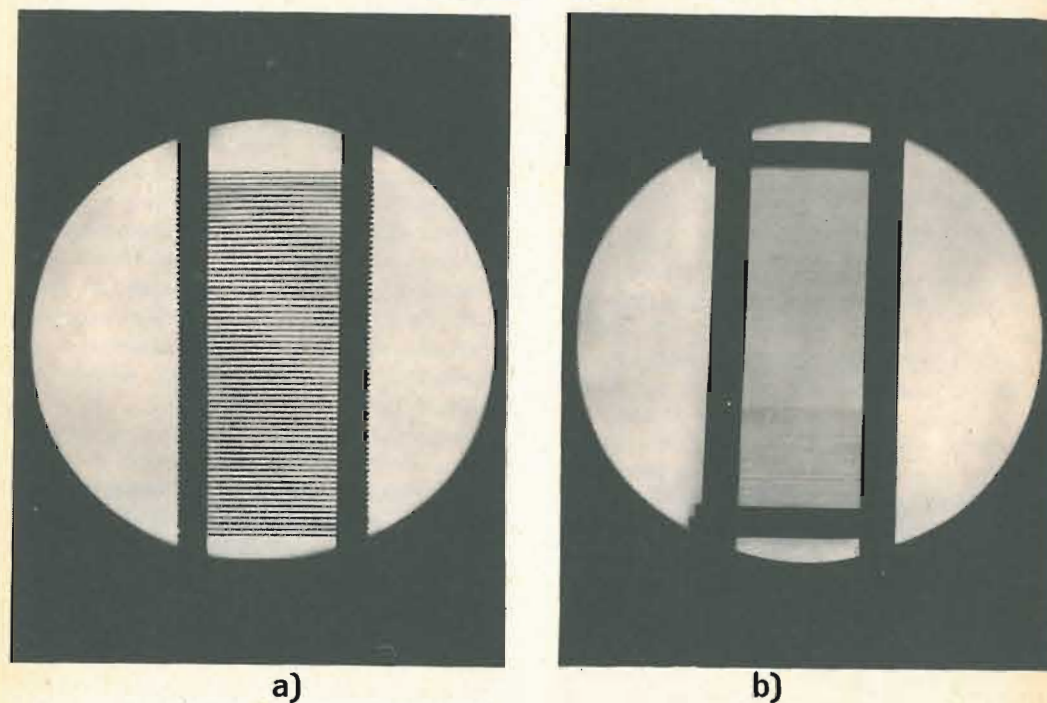
Nel triodo, trascurando momentaneamente l'azione regolatrice che effettua la griglia, il flusso di elettroni (corrente anodica) è regolato, come in un diodo, dalla legge di Child (2).

Il funzionamento della griglia è basato su quella legge elementare che regola il fenomeno della mutua attrazione e repulsione fra cariche elettriche (legge di Coulomb).

Quando, infatti, si applica una tensione negativa alla griglia collegando, per esempio, una batteria in modo che la griglia risulti negativa rispetto al catodo non si fa altro che « inserire » nel flusso degli elettroni (cariche elettriche negative) delle altre cariche negative le quali creano un campo elettrico le cui linee di forza, per la nota legge cui abbiamo accennato prima, tendono a rallentare o addirittura a respingere verso il catodo gli elettroni attratti verso l'anodo dalle cariche positive presenti su questo elettrodo.

Aumentando la tensione negativa sulla griglia si può raggiungere una condizione tale per cui il campo elettrico « negativo » della griglia non lascierà passare nessun elettrone emesso, per cui, pur essendo applicata una tensione positiva all'anodo, il primitivo flusso di elettroni rimarrà completamente interrotto.

Si suol dire, in questo caso, che la valvola è « interdetta » (cut-off), e la tensione negativa della griglia che l'ha provo-

2) Vedi Selezione tecnica Radio TV N. 3/4 p 325.

Griglia convenzionale in a) e griglia « a telaio » in b) come appaiono sullo schermo di un microscopio a proiezione impiegato per il controllo ottico.

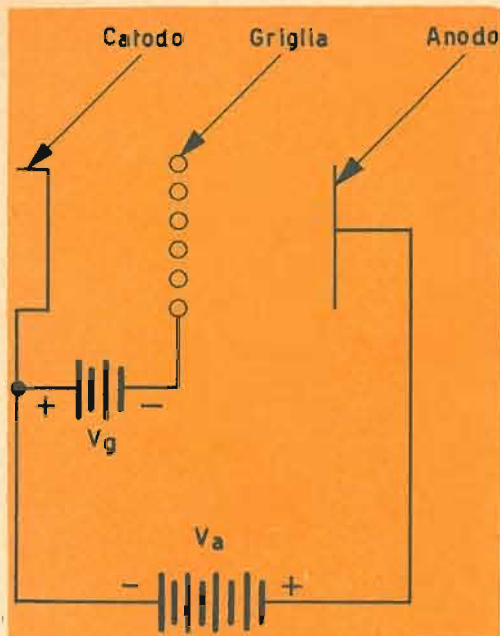



Fig. 2 - Schema di collegamento della tensione di alimentazione (V_a) e della tensione di polarizzazione (V_g) in un triodo.

cata viene chiamata **« tensione di interdizione di griglia ».**

Se, viceversa, diminuiamo la tensione negativa applicata alla griglia, la corrente anodica comincerà a circolare, dapprima debolmente, poi sempre con maggiore intensità, via via che la tensione negativa applicata alla griglia diventa meno negativa.

Finchè la griglia è negativa rispetto al catodo nessun elettrone potrà essere attirato sulle sue spire; essa sarà soltanto « attraversata » dagli elettroni diretti verso l'anodo; la griglia, nonostante non sia sede di una corrente di elettroni è pur sempre in grado di controllarne il flusso, ed è proprio questa la caratteristica essenziale del triodo, **poter controllare una considerevole energia presente nel circuito anodico senza « consumare » l'energia della sorgente che ha fornito la tensione negativa.**

La possibilità di amplificare una tensione qualunque (alternata o continua) deriva proprio da questa particolare caratteristica; l'amplificazione dei deboli segnali forniti dalle antenne delle apparecchiature riceventi (radio, TV) è basata sul fatto che queste debolissime tensioni (1 ÷ 20 μV) possono essere applicate, per essere amplificate, alla griglia di una valvola senza che quest'ultima assorba le debolissime correnti in gioco.

Ovviamente, sempre in base alle leggi di Coulomb, se la tensione applicata alla griglia diventa positiva rispetto al catodo, la griglia attirerà gli elettroni sulle sue spire e sarà sede di una corrente (corrente di griglia).

La griglia positiva tende inoltre a spostare la nuvola di elettroni che circonda il catodo (carica spaziale) verso l'anodo contribuendo a aumentare ulteriormente la corrente anodica.

Curve caratteristiche del triodo

Consideriamo il circuito elettrico indicato in fig. 3. Tanto all'anodo quanto alla griglia possono essere applicate tensioni (positiva o negativa alla griglia, sempre positiva all'anodo) ottenute mediante due batterie chiuse su due circuiti potenziometrici. I voltmetri e i milliamperometri per la misura delle tensioni e delle correnti sono inseriti nel circuito della griglia e in quello dell'anodo nella maniera convenzionale.

La tensione applicata all'anodo (tensione anodica) viene indicata mediante il simbolo V_a, quella applicata alla griglia (tensione di griglia), viene indicata con il simbolo V_g. Come appare dallo schema, il catodo viene ad essere l'elettrodo comune ai due circuiti, rispettivamente della griglia e dell'anodo (circuito d'ingresso e circuito d'uscita). Questo collegamento viene chiamato **circuito con catodo a massa.**

Facciamo subito notare che, in questo schema di circuito e nei successivi, viene omesso deliberatamente il circuito che provvede all'accensione del filamento riscaldatore, in quanto questo circuito serve soltanto a portare il catodo alla temperatura di emissione e non influisce quindi direttamente sull'azione amplificatrice del triodo.

Nel circuito di fig. 3 se la griglia è negativa ($I_g = 0$), **le variabili indipendenti possibili sono tre,** e cioè, V_g, V_a e I_a dove

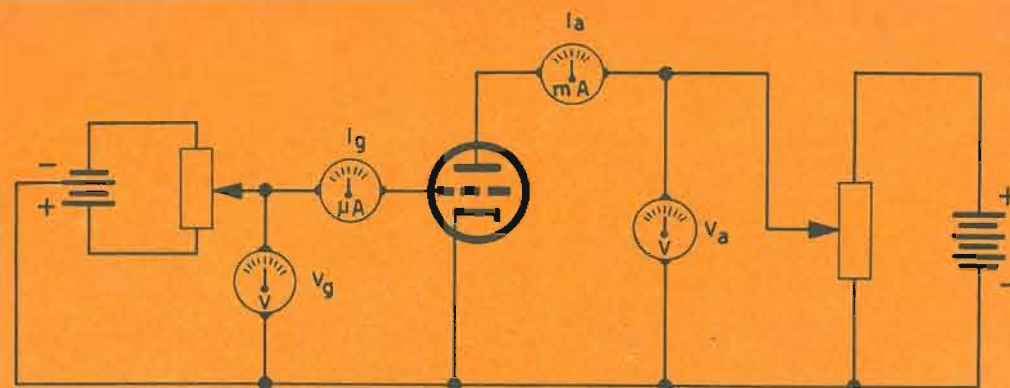



Fig. 3 - Semplice circuito per il rilevamento della curva caratteristica anodica e della curva caratteristica di griglia di un triodo.

con V_g si indica la tensione presente in griglia, con V_a la tensione presente sull'anodo e con I_a la corrente anodica. Se la griglia è positiva le variabili indipendenti sono quattro e cioè V_g, V_a, I_a, I_g; si aggiunge cioè la corrente di griglia (I_g).

Di solito, la interdipendenza fra queste quattro quantità viene rappresentata mediante un sistema di assi cartesiani dove, ovviamente, possono essere messe in relazione tra loro e studiate **solo due variabili per volta** mentre le altre rimangono fisse e vengono chiamate **parametri.**

Curva caratteristica anodica

In questo caso, i valori crescenti della tensione anodica (ottenuti spostando opportunamente il potenziometro), vengono riportati sulla retta orizzontale (asse delle ascisse) mentre i corrispondenti valori di corrente anodica vengono indicati sulla retta verticale (asse delle ordinate). Ogni coppia di questi valori (per esempio di V_a e di I_a) individuerà nel piano degli assi, un punto ben determinato; il luogo geometrico di tutti questi punti costituirà una **curva caratteristica** che, nel nostro caso, è chiamata **curva caratteristica anodica.** Naturalmente, durante tutte queste misure che hanno servito per tracciare questa curva, la tensione applicata alla griglia è rimasta costante (parametro).

Il funzionamento di una valvola non può però essere caratterizzato da **una** sola curva caratteristica anodica tracciata per **un** solo valore della tensione di griglia. Di solito, come indica la fig. 4, si traccia una serie di curve caratteristiche anodiche per valori crescenti della tensione negativa di griglia; tutte queste curve risultano spostate verso destra e procedono parallele rispetto alla prima curva caratteristica tracciata. Una serie di curve come quelle indicate in fig. 4 viene chiamata **una famiglia di curve caratteristiche anodiche.**

Curva caratteristica di griglia

Mantenendo fisso il valore della tensione anodica (parametro) si riportano come ascisse i valori crescenti negativi della tensione applicata in griglia; i corrispondenti valori di corrente anodica individueranno una curva caratteristica come quella indicata in fig. 5 e chiamata **curva caratteri-**

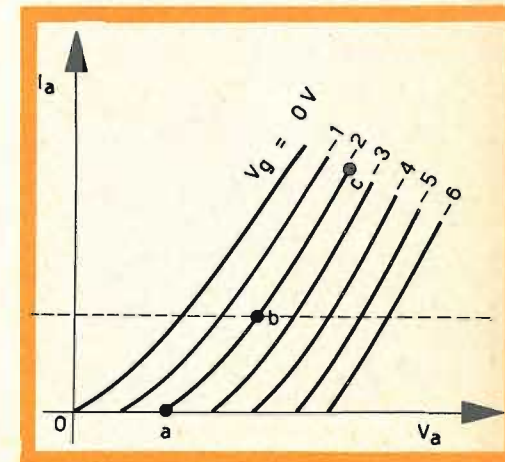
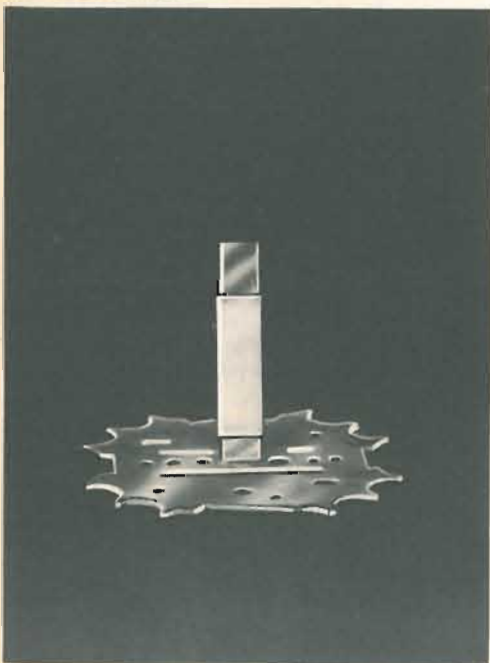



Fig. 4 - Famiglia di curve caratteristiche tipiche anodiche.

stica di trasferimento o curva caratteristica mutua o di griglia. Anche in questo caso non ci si limita a tracciare una curva caratteristica per un solo valore della tensione anodica. Si tracciano, quindi, anche per la curva caratteristica mutua una serie o famiglia di curve.

Curva caratteristica per corrente anodica costante

Infine, se si mantiene fissa la corrente anodica (parametro), il luogo dei punti corrispondenti a quei valori di tensione anodica e di griglia che mantengono questa corrente al valore fissato sarà una curva caratteristica chiamata **curva caratteristica per corrente anodica costante;** anche in questo caso, di solito, si tracciano più curve corrispondenti a diversi valori di corrente anodica.

Questi tre tipi di curve, e cioè la caratteristica anodica, la caratteristica di griglia e la caratteristica di corrente anodica costante possono sempre essere derivate una dall'altra dato che furono ricavate da una stessa valvola.

Interpretazione delle curve caratteristiche di un triodo

In fig. 4 è indicata una famiglia di curve caratteristiche anodiche. E' facile vedere come, quando alla griglia non è applicata nessuna tensione ($V_g = 0$), la curva caratteristica del triodo abbia un andamento in tutto analogo a quello di un diodo; ciò è ovvio, in quanto, in queste condizioni, il triodo può considerarsi un diodo vero e proprio.

Dalla famiglia di curve caratteristiche di fig. 4 è facile osservare inoltre come, via via che si aumenta la tensione negativa di griglia, la tensione anodica richiesta per mantenere la stessa intensità di corrente anodica diventi sempre maggiore. Il punto **a**, per esempio, è un caratteristico punto di interdizione della valvola; il tratto di curva da **a** a **b** non ha un andamento lineare mentre è lineare il tratto compreso tra i punti **b** e **c.**

In fig. 6 è indicata una serie di curve caratteristiche anodiche ottenute quando alla griglia viene applicata una tensione positiva. Sugli stessi assi sono state tracciate anche due curve caratteristiche indicanti l'andamento della **corrente di griglia.** E' facile vedere come la curva caratteristica anodica indicata in fig. 6 si differenzi notevolmente da quella indicata in fig. 4. Questo diverso andamento è da ricercarsi nel fatto che la griglia, quando è positiva, estrae e incorpora alcuni elettroni del flusso della corrente anodica producendo appunto la sopracitata corrente di griglia. Sempre dallo stesso grafico si vede però che, via via che aumenta il valore della tensione anodica, la corrente di griglia tende gradualmente a diminuire.

In fig. 5 è indicata una famiglia di curve caratteristiche di griglia tracciate per differenti valori di tensione anodica. In questo caso, la variabile indipendente è la tensione di griglia ($-V_g$), la variabile dipendente è la corrente anodica (I_a), il

a) b)

Due successive fasi di montaggio di un triodo; in a) catodo ad ossidi alcalini (stronzio, bario) a forma piatta montato sul ponte inferiore di mica; in b) sistemazione della griglia « a telaio ».

Fig. 5 - Famiglia di curve caratteristiche tipiche di griglia.

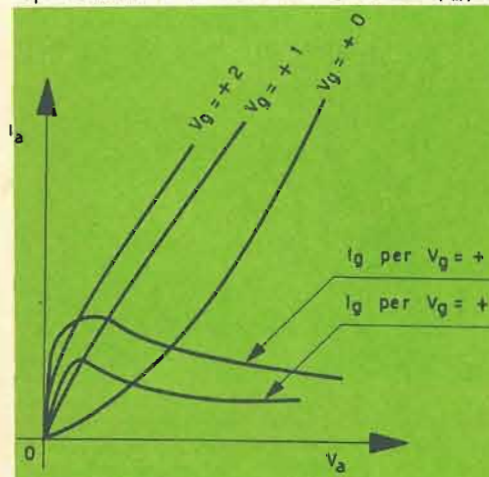



Fig. 6 - Famiglia di curve caratteristiche anodiche quando è presente la corrente di griglia.

SEDI G.B.C

ANCONA - Via Marconi, 143

AVELLINO - Via Vittorio Emanuele, 122

AVERSA - C.so Umberto, 137

BARI - Via Dante, 5

BOLOGNA - Via G. Brugnoli, 1 A

BENEVENTO - C.so Garibaldi, 12

CIVITANOVA - Via G. Leopardi, 12

CAGLIARI - Via Manzoni 21/23

CREMONA - Via Cesari, 1

FIRENZE - Viale Belfiore, 8r

GENOVA - Piazza J. da Varagine, 7/8r

LA SPEZIA - Via Persio, 5r

LIVORNO - Via Roma, 3

MESTRE - Via Torino, 1

NAPOLI-Vomero - Via Cimarosa, 93-A

NAPOLI - Via C. Porzio, 10-a-10b

NAPOLI - Via Roma, 28/21

NOVARA - Via F. Cavallotti, 40

NOVI LIGURE - Via Amendola, 14

PADOVA - Porte Contarine, 2

PALERMO - Piazza Castelnuovo, 48

PERUGIA - Via Angeloni, 34/A

PESCARA - Via Genova, 18

ROMA - Via S. Agostino, 14

TERNI - Via Angeloni, 57/A

TORINO - Via Nizza, 34

UDINE - Via Divisione Julia, 26

parametro è la tensione anodica (V_a). E' facile vedere come, per un dato valore di tensione anodica, man mano che aumenta la tensione negativa di griglia, la corrente anodica tenda a diminuire. Anche in questo caso, le successive curve tracciate per differenti valori di tensione anodica, sono spostate a destra o a sinistra rispetto alla curva caratteristica primitiva e procedono sempre parallele tra di loro.

La curva caratteristica tipica di griglia risulta un po' incurvata tra il punto di interdizione **a** e il punto **b,** mentre ha un andamento pressochè lineare tra il punto **b** e il punto **c.** Tra il punto **c** e il punto **d,** la curva tende verso il basso, in quanto un certo numero di elettroni vengono sottratti alla corrente anodica a causa della corrente di griglia.

In fig. 7 sono indicate alcune curve caratteristiche per corrente anodica costante. In questo caso, V_a è la variabile indipendente, V_g è la variabile dipendente mentre il parametro è I_a. Non è escluso però che la variabile indipendente sia V_g e che la variabile dipendente sia V_a. Dalla fig. 7 si vede come queste curve caratteristiche per valori negativi della tensione di griglia abbiano un andamento lineare. La retta corrispondente ad una corrente anodica nulla ($I_a = 0$) non è altro che il luogo dei punti cui corrispondono valori di V_a e V_g che portano all'interdizione la valvola.

Come abbiamo già accennato, disponendo anche di una sola famiglia delle precedenti tre curve caratteristiche è sempre possibile ricavare le altre due senza bisobno di ricorrere ad ulteriori misure di laboratorio. In fig. 8 abbiamo indicato con lettere minuscole i punti cui corrispondono, nelle varie curve, identiche condizioni di funzionamento. Con le lettere maiuscole sono stati indicati i valori delle correnti e delle tensioni.

Fig. 7 - Famiglia di curve caratteristiche per corrente anodica costante.

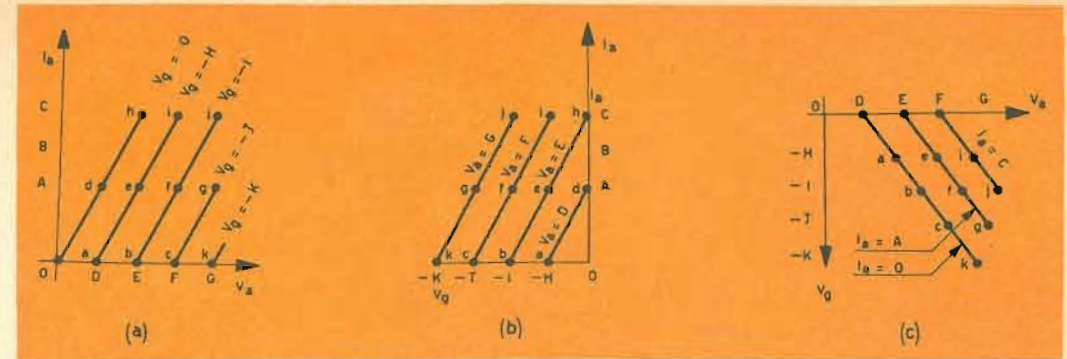
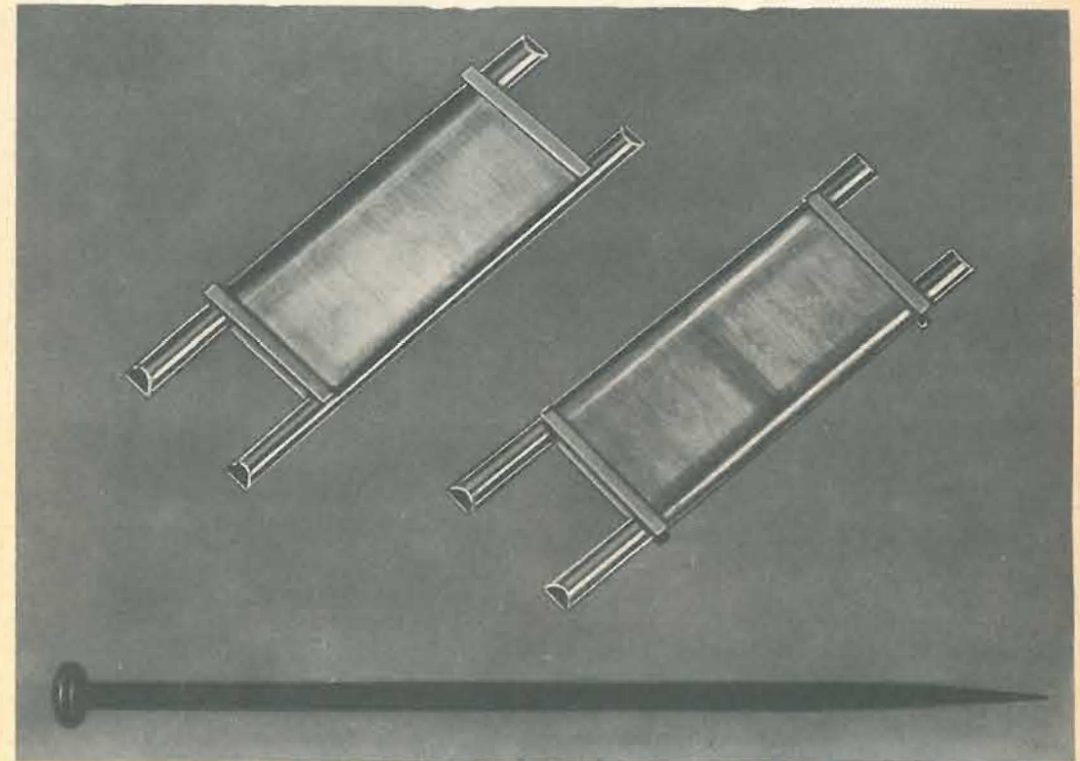



Fig. 8 - I punti di lavoro indicati in queste tre famiglie di curve caratteristiche con lettere minuscole uguali individuano identiche condizioni di lavoro; a) anodica; b) di griglia; c) per corrente anodica costante

Griglie a telaio paragonate ad un comune spillo. Quella a sinistra è una normale griglia a telaio dove le spire, dall'inizio alla fine dell'avvolgimento, hanno un « passo » (distanza tra spira e spira) fisso; le valvole che hanno questo tipo di griglia vengono chiamate « valvole con sharp-cut off » (o a pendenza fissa) in quanto il passaggio della valvola all'interdizione (cut-off) è rapido; in quella a destra, le spire al centro sono maggiormente distanziate (passo variabile); le valvole con questo tipo di griglia vengono chiamate valvole « con remote cut-off » (o a pendenza variabile) in quanto il passaggio all'interdizione è graduale.

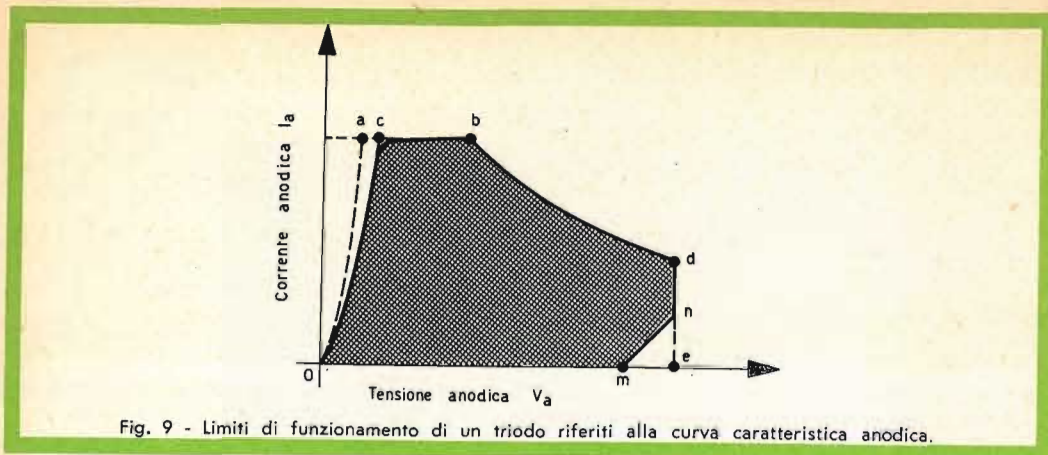



Fig. 9 - Limiti di funzionamento di un triodo riferiti alla curva caratteristica anodica.

Limitazioni di un triodo

In fig. 9 è stata indicata, riferita alla curva caratteristica anodica, la superficie che racchiude tutti i punti (condizioni) di funzionamento ammissibili in un triodo.

Il tratto **0-a** indica il massimo valore di emissione che il catodo può fornire in base alla legge di Child. In pratica, si usa la linea **0-c** la quale tiene conto anche della massima corrente di griglia che la valvola può ammettere. Per la corrente di griglia, infatti, esiste un valore massimo non superabile in quanto un'eccessiva corrente di griglia, e quindi un'eccessiva dissipazione su questo elettrodo, potrebbe portare ad un riscaldamento del medesimo o addirittura alla fusione dei fili di griglia. La linea **c-b** indica la massima corrente anodica che può circolare nella valvola.

Il prodotto $V_a \times I_a$ rappresenta il valore della potenza dissipabile sull'anodo. Se si supera questo valore, l'anodo può riscaldarsi eccessivamente. Il valore massimo ammissibili per la dissipazione anodica è indicato dalla linea curva compresa tra i punti **b** e **d.**

Se la tensione anodica supera la linea **d-e** c'è il pericolo di scariche tra l'anodo e la griglia. La linea **n-m** indica la massima tensione negativa applicabile alla griglia; oltrepassato questo valore di tensione, può accadere che si verifichino delle scariche sia tra il catodo e la griglia che fra la griglia e l'anodo. Pertanto, tutte le condizioni di funzionamento ammissibili in un triodo sono rappresentate dalla superficie **0-c-b-d-n-m.**

Determinazione dei coefficienti dinamici di un triodo

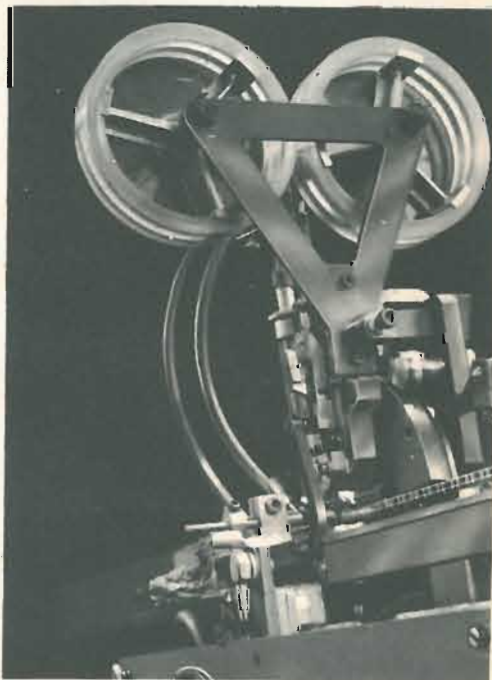
In fig. 10 sono indicate tre porzioni di curve caratteristiche rispettivamente anodiche (a), di griglia (b) e di corrente anodica costante (c).

I « telai » su cui viene avvolta la griglia non vengono costruiti uno per uno; si preferisce saldare le striscette trasversali su due lunghi fili di molibdeno in modo che l'insieme assuma l'aspetto di una « scala » che successivamente viene tagliata per avere i singoli telai. Qui sopra è indicata una macchina che costruisce queste « scale ».

Fig. 10 - Determinazione grafica del coefficiente di amplificazione (μ), della resistenza anodica (R_a) e della pendenza (S) di un triodo su di una porzione di curve caratteristiche; (a) anodiche, (b) di griglia, (c) per corrente anodica costante.

Consideriamo le tre curve caratteristiche anodiche parziali (a). La linea APB, corrispondente ad una corrente anodica di 15 mA indica che questo valore di corrente si mantiene inalterato quando la tensione anodica varia di 40 V (120-80 V); contemporaneamente, la tensione di griglia varia di soli 2 V (— 7/— 9 V).

Il rapporto tra la variazione della tensione anodica (ΔV_a) e la corrispondente variazione della tensione di griglia (ΔV_g) che riporta la corrente anodica al valore primitivo, cioè 40/2, ossia 20, viene chiamato **coefficiente di amplificazione della valvola** e viene indicato con il simbolo μ.

E' questa particolare caratteristica che rende possibile l'impiego della valvola come dispositivo amplificatore.

Infatti, basta una piccola variazione della tensione di griglia (nel nostro caso, $\Delta V_g = 2$ V) per produrre una più larga variazioni di tensione anodica (nel nostro caso $\Delta V_a = 40$ V), naturalmente, per un valore fisso di corrente anodica.

Questa definizione può essere espressa mediante l'equazione:

$$\mu = \frac{\delta V_a}{\delta V_g} \sim \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}$$

(per I_a costante)

in particolare, nel nostro caso, si ha:

$$\mu = \frac{40}{2} = 20$$

Il coefficiente di amplificazione μ è un numero puro, cioè senza dimensioni in quanto indica un semplice rapporto fra due tensioni. Il valore del coefficiente di amplificazione μ si può ricavare sia da una serie di curve caratteristiche anodiche che da una serie di curve caratteristiche di griglia. Si può ricavarlo anche dalla famiglia delle curve caratteristiche per corrente anodica costante; in questo caso, gli incrementi, rispettivamente di ΔV_g e di ΔV_a, vanno presi lungo la curva a corrente costante passante per il punto P (curva per 15 mA).

Sempre con riferimento alla curve caratteristiche anodiche indicate in fig. 10, se consideriamo la variazione di corrente anodica I_a lungo il tratto C-D passante per il punto P, noi vediamo che per un valore fisso di tensione anodica, una variazione di tensione di griglia (ΔV_g) produce una considerevole variazione di corrente anodica (ΔI_a).

Il rapporto tra la variazione della corrente anodica (ΔI_a) e la variazione della tensione di griglia che l'ha prodotta (ΔV_g), per un valore costante di tensione anodica, ha le dimensioni di una **conduttanza** e per questo viene espresso in mho (di solito in μmho).

$$g_m = \frac{\delta I_a}{\delta V_g} \sim \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \quad \text{(per } V_a \text{ costante) (2)}$$

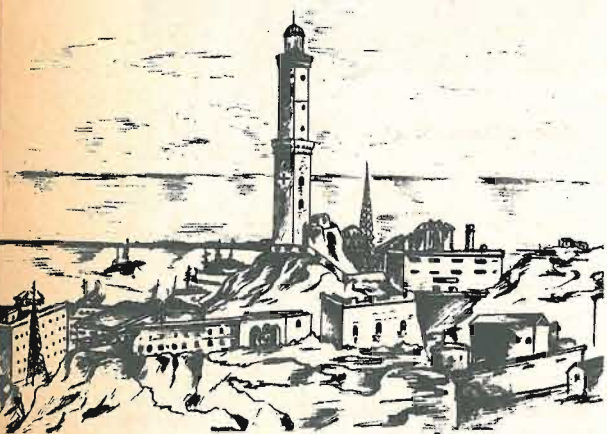
Il termine conduttanza **mutua** deriva dal fatto che, in questo caso, la corrente anodica è messa in relazione con la tensione di griglia.

Il simbolo di questa conduttanza viene indicato nella letteratura anglomearicana mediante g_m, e l'unità di misura è il mho (mho è derivato da ohm letto da destra a sinistra per significare che la conduttanza è il reciproco della resistenza).

In Europa, la conduttanza mutua si preferisce chiamarla **pendenza;** viene indicata con il simbolo S (dal tedesco Steilheit = pendenza) a motivo **dell'inclinazione** della curva caratteristica di griglia rispetto all'asse dell'ascisse (— V_g). L'unità di misura è il Siemens oppure semplicemente mA/V.

Il valore della conduttanza mutua si può ricavare direttamente sia da una famiglia di curve caratteristiche anodiche che dalla famiglia di curve caratteristiche per corrente costante. In riferimento alla fig. 10, vediamo che:

$$S = \frac{2 \text{ mA}}{2 \text{ V}} = 0{,}001 \text{ mho} = 1000 \text{ μmho.}$$

Volendo ricavare il valore della conduttanza mutua da una famiglia di curve caratteristiche mutue, gli incrementi, rispettivamente ΔV_g e ΔI_a, dovrebbero essere

presi lungo una curva per tensione anodica costante(nel nostro caso $V_a = 100$ V).

In riferimento alla famiglia di curve caratteristiche di griglia indicate in fig. 10 (b), noi vediamo che la variazione da E verso F attraverso il punto P non è altro che una variazione della corrente anodica (ΔI_a) prodotta da una variazione della tensione anodica (ΔV_a) per una data tensione di griglia. Il rapporto tra queste due variabili ha le dimensioni di una resistenza che in questo caso si chiama **resistenza dinamica anodica (R_a) del triodo nel punto P, detta anche resistenza dinamica interna.**

In formula:

$$R_a = \frac{\delta V_a}{\delta I_a} \sim \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$$

(V_g è costante)

La resistenza dinamica anodica R_a può essere ricavata direttamente sia dalle curve caratteristiche di griglia che dalle curve caratteristiche per corrente anodica costante; si deve soltanto fare attenzione che l'incremento di queste variabili (ΔV_a e ΔI_a) si effettui lungo una linea corrispondente ad una tensione di griglia costante e passante per il punto P. In riferimento alla famiglia di curve caratteristiche di griglia di fig. 10, la resistenza anodica dinamica risulta uguale a:

$$Ra = \frac{40 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 20.000 = 20 \text{ k}\Omega.$$

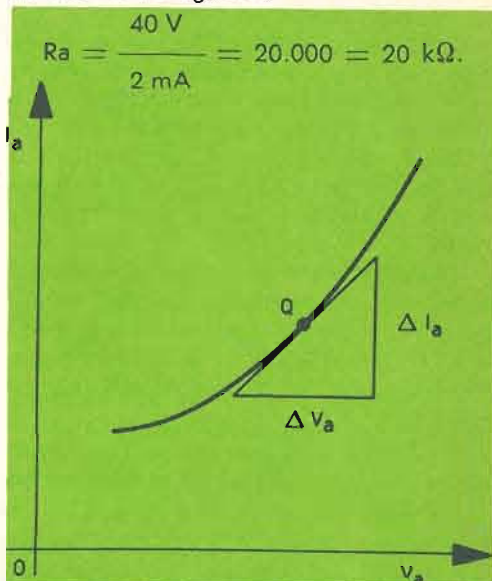



Fig. 11 - Determinazione della resistenza anodica (R_a) su di una curva caratteristica anodica con il metodo della tangente.

Relazione tra i coefficienti dinamici di un triodo

Moltiplichiamo il rapporto che definisce la conduttanza mutua o pendenza (S) per quello che definisce la resistenza dinamica, cioè:

$$S \cdot R_a = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_g} \cdot \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a}$$

Semplificandc si ha:

$$S \cdot R_a = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_g}$$

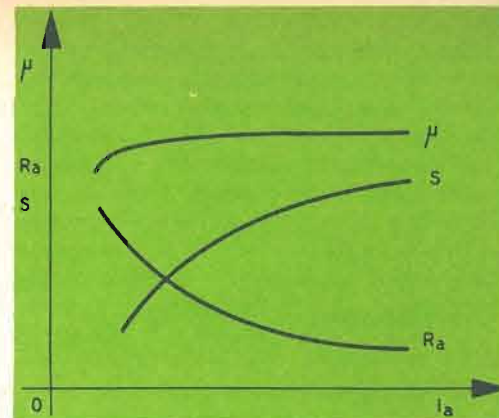



Fig. 12 - Variazione dei coefficienti dinamici in funzione della corrente anodica.

Il filo che forma la griglia a telaio ha un diametro di soli 10 μ; può essere visto soltanto in particolari condizioni di illuminazione, viene avvolto su « telai » mediante speciali avvolgitrici come quella indicata in figura.

Ma questo rapporto non è altro che quello che definisce il coefficiente di amplificazione μ. Si perviene in questo modo alla nota relazione che lega in modo oltremodo semplice i tre importanti coefficienti dinamici del triodo e cioè:

$$\mu = S \times R_a$$

dove

μ = coefficiente di amplificazione

S = pendenza

R_a = resistenza dinamica anodica

Molto spesso capita di dover ricavare uno qualunque di questi tre coefficienti dinamici da **una sola** curva caratteristica e non da una famiglia di curve. Abbiamo visto che per la valutazione della resistenza dinamica anodica R_a da una famiglia di curve caratteristiche anodiche si richiede che gli incrementi rispettivamente della corrente anodica e della tensione anodica debbano essere presi lungo una linea corrispondente ad una costante tensione di griglia. Consideriamo la fig. 11 dove invece che una famiglia abbiamo una sola curva caratteristica; volendo conoscere il valore della resistenza dinamica anodica (R_a) del triodo in corrispondenza del punto Q della curva, la prassi da seguire è quella che abbiamo già indicato quando volevamo conoscere la resistenza anodica dinamica di un diodo a vuoto [3]).

Si procede cioè in questo modo:

Si conduce la tangente geometrica alla curva nel punto Q, e si usa la pendenza di questa tangente come pendenza della curva nel punto Q. Questo stesso procedimento si può impiegare per ricavare la conduttanza mutua dalla curva caratteristica di griglia e il coefficiente di amplificazione dalla curva caratteristica per corrente anodica costante.

In fig. 12 è indicato l'andamento dei tre coefficienti dinamici del triodo in funzione della corrente anodica. Da esso si rileva che il coefficiente di amplificazione rimane pressochè invariato al variare della corrente anodica; questo comportamento si comprende facilmente quando si pensa che il coefficiente di amplificazione dipende principalmente dalla geometria degli elettrodi e, in particolare, dalla distanza della griglia rispetto sia all'anodo che al catodo.

La pendenza aumenta via via che aumenta la corrente anodica; questo aumento implica, ovviamente, una diminuzione della resistenza interna.

3) Vedi Selezione tecnica Radio TV N. 3/4 p. 324.

Il triodo come semplice amplificatore

In fig. 13 è indicato un semplice stadio amplificatore. Ci limitiamo per ora a spiegare **qualitativamente** come il triodo possa amplificare un determinato segnale. Rimandiamo ad una delle prossime puntate tutto quanto riguarda il progetto di uno stadio amplificatore vero e proprio (e cioè la scelta della valvola, la valutazione quantitativa del guadagno, il dimensionamento della resistenza di carico, la scelta del punto di lavoro sulla curva caratteristica, la valutazione della percentuale di distorsione del segnale amplificato ecc. ecc.).

Doppio triodo Philips per alta frequenza E/PCC 189 a pendenza variabile. E' stato asportato una parte di anodo per mettere in evidenza gli altri elettrodi (griglia a telaio, catodo, filamento).

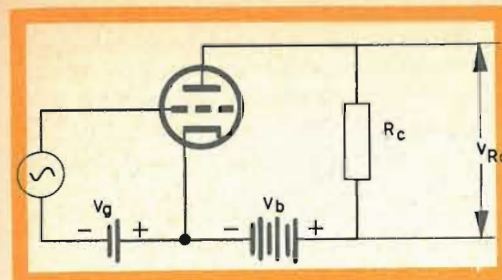
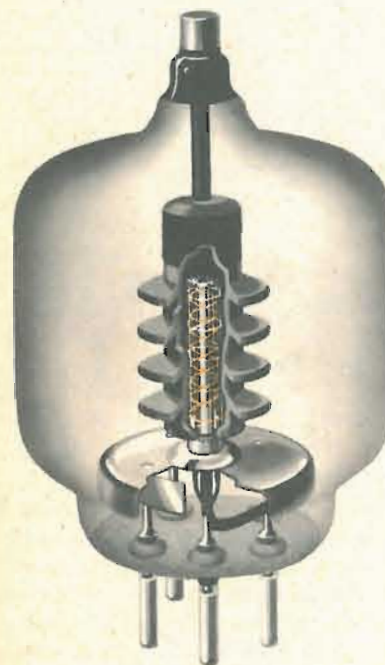



Fig. 13 - Circuito fondamentale di un triodo amplificatore.

Le batterie inserite rispettivamente nel circuito anodico (V_b) e nel circuito di griglia (V_g) stabiliscono **un punto** di lavoro ben determinato che si può fissare su una qualunque delle tre curve caratteristiche cui abbiamo accennato prima.

Triodo di potenza Philips TB3/750. Anche in questo caso l'anodo è stato in parte asportato per mettere in evidenza la particolare costruzione della griglia.

Ovviamente, la tensione presente sull'anodo (V_a) non può essere uguale a quella che fornisce la batteria (V_b); più precisamente, in base alla legge di Ohm, la tensione che risulta applicata all'anodo è uguale alla tensione fornita dalla batteria V_b meno la caduta di tensione prodotta dalla corrente anodica circolante nella resistenza di carico R_c, vale a dire:

$$V_a = V_b - I_a R_c$$

Supponiamo, per fissare le idee, che la corrente anodica di riposo del triodo sia 10 mA, che la resistenza di carico abbia un valore di 10 kΩ, e che la tensione della batteria sia di 250 V.

In assenza di segnale, la caduta di tensione ai capi della resistenza di carico è data dal prodotto:

$$V_{R_c} = I_a \times R_c = 10 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^3 = 100 \text{ V}$$

ragion per cui, all'anodo verrà applicata una tensione uguale a

$$V_a = V_b - V_{R_c} = 250 - 100 = 150 \text{ V}$$

Supponiamo, inoltre, che la tensione della batteria inserita nel circuito di griglia (tensione di polarizzazione) sia

$$V_g = -10 \text{ V}$$

In serie a questa tensione fissa di polarizzazione viene inserita una sorgente di tensione, supponiamo sinusoidale, come indicato nello schema.

Il valore istantaneo della tensione applicata alla griglia dovrà dipendere e seguire l'andamento del segnale inserito in serie a questa tensione di polarizzazione.

Supponiamo che, in un determinato istante, il valore massimo della semionda positiva del segnale sia + 1 V; siccome questa tensione risulta applicata in serie alla già esistente tensione di polarizzazione di griglia succederà che, in pratica, sulla griglia si avrà una tensione che in valore assoluto sarà:

$$-10 + 1 = -9 \text{ V}$$

Questa diminuzione della tensione applicata alla griglia fa aumentare, ovviamente, la corrente anodica e quindi anche la caduta di tensione ai capi della resistenza di carico R_c.

Supponiamo che in base a questa diminuzione della tensione di griglia, la corrente anodica passi da 10 mA a 15 mA. Anche la caduta di tensione ai capi della resistenza di carico aumenterà, passando da 100 V a 150 V, dato che:

$$V_{R_c} = I_a \times R_c = 15 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^3 = 150 \text{ V}$$

A sua volta, all'anodo la tensione diminuirà, e precisamente, passerà da 150 V a 100 V, dato che;

$$V_a = V_b - V_{R_c} = 250 - 150 = 100,$$

esattamente diminuirà di quanto è aumentata la caduta di tensione ai capi della resistenza di carico.

Nella successiva semionda negativa la ampiezza del segnale applicato alla griglia avrà un'ampiezza pari — 1 V; la tensione reale applicata alla griglia sarà, ora, in valore assoluto — 11 V, dato che:

$$-10 + (-1) = -11 \text{ V},$$

la corrente anodica quindi diminuirà e passerà da 15 mA a 5 mA; conseguentemente, la caduta di tensione ai capi della resistenza di carico passerà da 150 V a 50 V dato che:

$$V_{R_c} = I_a \times R_c = 5 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^3 = 50 \text{ V},$$

per cui, all'anodo risulterà ora applicata una tensione di 200 V.

Infatti

$$V_a = V_b - V_{R_c} = 250 - 50 = 200 \text{ V}.$$

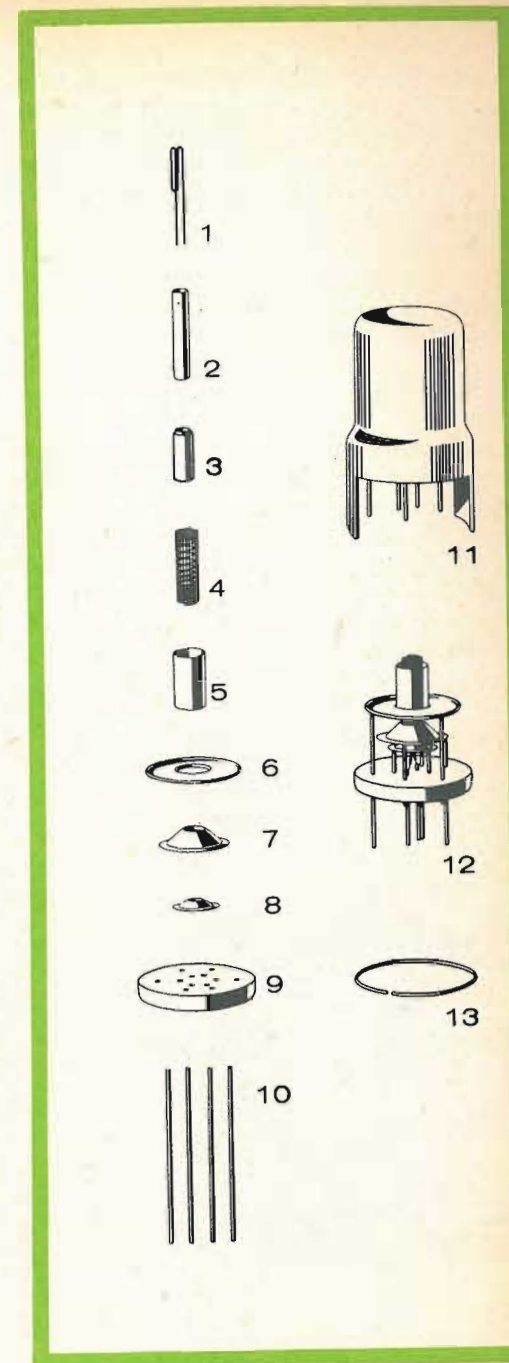
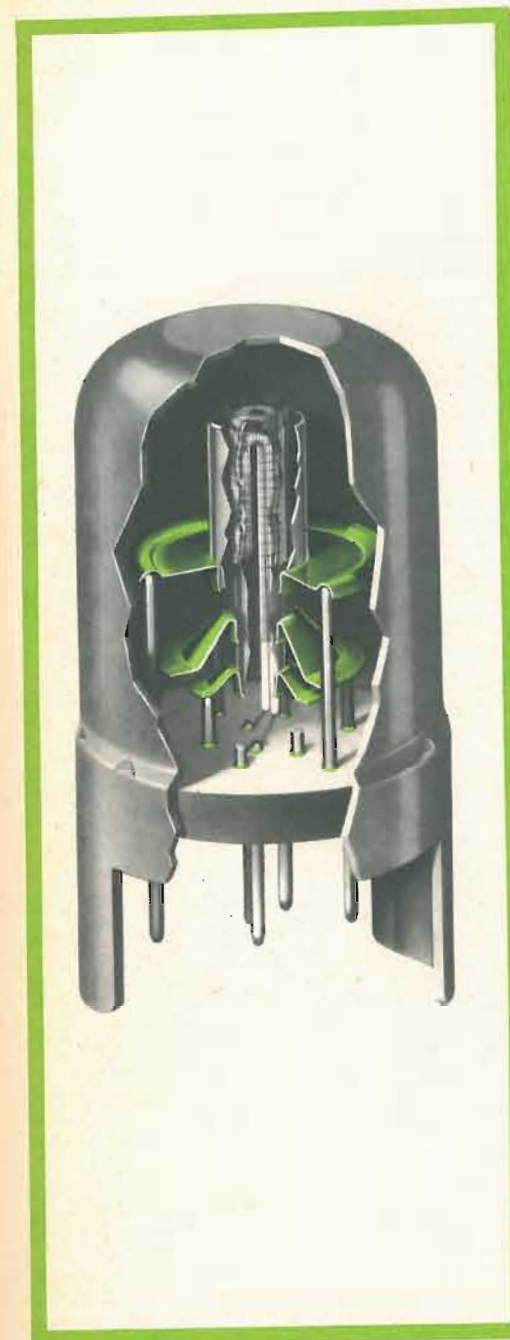
La variazione di questi valori è riassunta nella tabella qui sotto:

Segnale d'ingresso	Corrente di riposo (mA)	Caduta ai capi della R_c (V)	Tensione anodica (V)	Variazione della tensione sull'anodo rispetto alla condizione di riposo (assenza di segnale in griglia)
0 (assenza di segnale)	10	100	150	0
+ 1 (semionda positiva)	15	150	100	— 50
— 1 (semionda negativa)	5	50	200	+ 50

Dai dati della tabella si vede facilmente come una variazioni di 2 V del segnale applicato in griglia (da + 1 a — 1 V) produce una variazione di 100 V della tensione presente sull'anodo. Ci troviamo pertanto di fronte a una vera e propria amplificazione di una tensione che, in questo caso specifico, numericamente è data da 100/2, ossia, 50.

Non deve sfuggire il fatto che quando il segnale applicato in griglia **è positivo** tende cioè ad aumentare (diminuzione della tensione di polarizzazione), la tensione presente sull'anodo tende a diminuire, diventa cioè **negativa,** viceversa, quando il segnale diventa **negativo** (aumento della tensione di polarizzazione), la tensione presente sull'anodo tende ad aumentare, diventa cioè **positiva.**

Si conclude, pertanto, affermando che questo semplice circuito comprendente un triodo, due batterie di polarizzazione e una resistenza di carico, non solo può amplificare un segnale applicato in serie alla tensione di polarizzazione di griglia ma, nel caso in cui il carico sia semplicemente resistivo, può produrre anche un inversione di fase del segnale e, precisamente, uno spostamento di fase di 180° del segnale stesso.

Nuovo triodo con involucro metallico « nuvistor ». Può considerarsi l'anello di congiunzione tra la valvola convenzionale e il transistor; infatti, pur essendo basato il suo funzionamento sul fenomeno dell'emissione termoelettronica, possiede alcune caratteristiche meccaniche (resistenza agli urti, dimensioni ridotte), ed elettriche (basso consumo di accensione, elevato guadagno, lunga vita) che lo avvicinano al transistor.

Componenti del « Nuvistor » Philips tipo 7586 - 1 - filo riscaldatore; 2 - Supporto del catodo; 3 - Catodo; 4 - griglia; 5 anodo; 6 flangia dell'anodo; 7 flangia della griglia; 8 flangia del catodo; 9 fondello di base in ceramica; 10 piedini di collegamento; 11 involucro metallico; 12 sistema elettrodico montato; 13 anello per brasatura.

IL TRANSISTOR A GIUNZIONE

Con la scoperta del transistor (4) a giunzione si è venuti in possesso di **un dispositivo solido** da impiegare come amplificatore e generatore di segnali, funzioni queste che, fino a poco tempo fa, erano esclusive del triodo a vuoto.

Nel transistor il flusso di carice elettriche (elettroni e buchi) avviene **a freddo** all'interno di un materiale semiconduttore, a differenza del triodo a vuoto dove il flusso di cariche (solo elettroni) è prodotto mediante riscaldamento di una superficie opportunamente trattata (catodo), e può avvenire soltanto in uno spazio dove sia stato previamente effettuato un vuoto molto spinto. Il transistor quindi, a differenza del tubo a vuoto, non necessita di filamento da riscaldare, la sua entrata in funzione è immediata, le sue dimensioni sono estremamente ridotte. Queste sono le caratteristiche che colpiscono chi per la prima volta si avvicina a questi dispositivi amplificatori a materiale solido semiconduttore. Anche la durata di vita di un transistor è molto più lunga di quella di un tubo a vuoto; in quest'ultimo, infatti, il catodo dopo alcune migliaia di ore di funzionamento, tende invariabilmente a perdere le sue qualità termoemittenti.

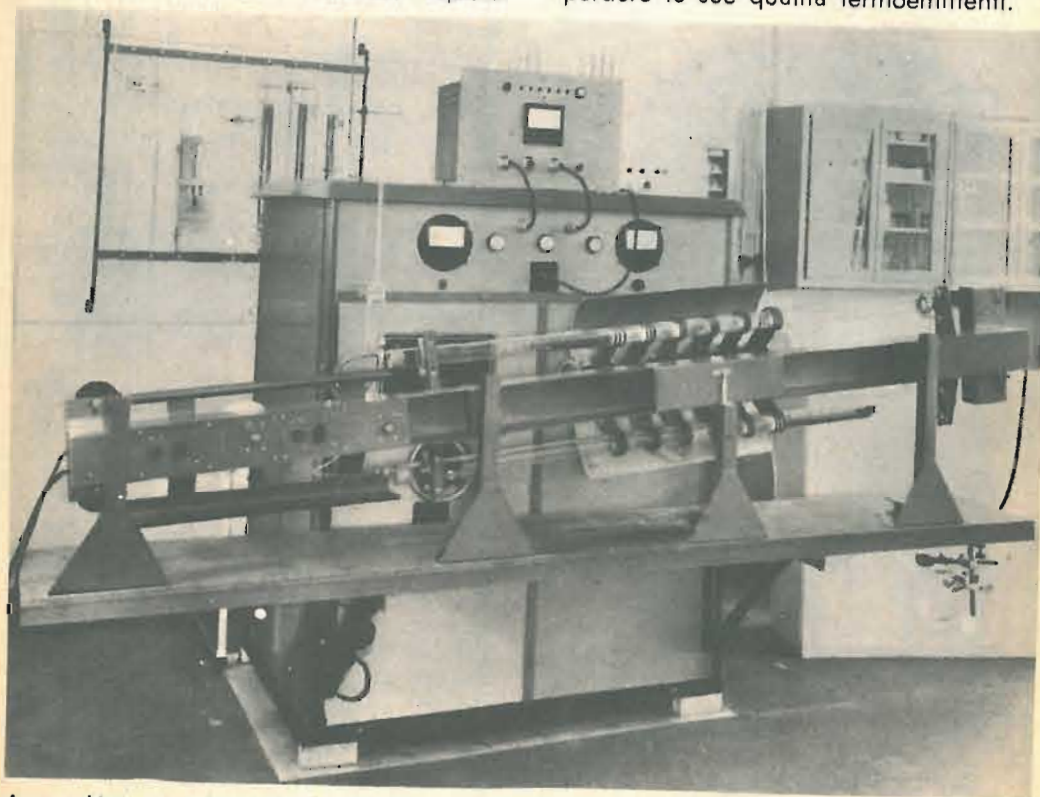
(4) Il transistor fu scoperto nel 1948 da J. Bardeen e W.H. Brattain nei laboratori della Bell Telephone.

Apparecchiatura per la purificazione del germanio. E' noto che un metallo durante il passaggio dallo stato liquido a quello solido, ricristallizza liberandosi delle impurità in esso contenute e che queste tendono a raccogliersi nella parte di metallo non ancora solidificato. L'apparecchiatura in figura sfrutta questo fenomeno in un processo di purificazione denominato « a zona fusa ». Il lingotto di germanio viene posto nel crogiuolo di grafite all'interno del tubo di quarzo in cui circola del gas inerte. Attorno al tubo sono avvolte ad intervalli regolari delle spire nelle quali circola un'elevata corrente a radio frequenza. Per induzione il germanio si riscalda sino a fondere in corrispondenza del piano delle spire. Facendo scorrere lentamente verso destra il contenitore di grafite, le zone fuse si spostano verso sinistra lungo il lingotto trasportando con esse le impurità residue che si trovano nel metallo. Il germanio viene a subire così ripetutamente un processo di purificazione (tante volte quante sono le zone fuse) mentre aumenta progressivamente la concentrazione delle impurità sul lato sinistro della zona fusa ed aumenta contemporaneamente il grado di purezza del germanio che si trova sul lato destro di tale zona.

Fig. 14 - Sistemi attualmente impiegati per rappresentare un transistor: a) transistor tipo N-P-N e suo simbolo; b) transistor P-N-P e suo simbolo.

Nel numero precedente di questa rivista abbiamo trattato ampiamente la natura e le caratteristiche elettriche di una giunzione P-N ottenuta, mediante speciali processi tecnologici (lega, diffusione), tra un tipo di materiale semiconduttore di tipo P e un tipo di materiale semiconduttore di tipo N.

L'idea geniale che ha portato alla scoperta e allo sviluppo del transistor è stata quella di **formare** vicino ad una giunzione P-N, una seconda giunzione N-P. Si è realizzato, cioè, un pezzetto di materiale semiconduttore il quale possiede una **regione di tipo P** cui segue, mediante formazione di una giunzione, una **regione di tipo N,** alla quale segue, mediante formazione di una seconda guinzione, **una terza regione di tipo P.** L'insieme di queste tre regioni semiconduttrici unite mediante due giunzioni viene indicato con la sigla **P-N-P.**

E' ovvio, però, che si poteva partire anche da un semiconduttore di tipo N unito mediante giunzione ad un secondo semiconduttore di tipo P, unito, a sua volta, mediante giunzione, ad un semiconduttore di tipo N, ottenendosi, in questo caso, un secondo tipo di transistor indicato mediante il simbolo **N-P-N.** Possiamo quindi dire che un transistor P-N-P o N-P-N non è altro che **l'insieme di due giunzioni raddrizzatrici P-N o N-P (due diodi) disposte materialmente tanto vicine da influenzarsi l'una con l'altra.**

La regione di semiconduttore compresa fra le altre due regioni omonime viene chiamata **base;** le altre due regioni esterne vengono chiamate rispettivamente **emettitore e collettore.** Per analogia a quanto detto a proposito del triodo, la base e l'emettitore di un transistor vengono considerati gli elettrodi d'ingresso del dispositivo amplificatore allo stesso modo con cui lo sono la griglia e il catodo del triodo. Parimente, il collettore può considerarsi l'elettrodo del circuito di uscita del transistor come lo è l'anodo in un triodo. In fig. 14 è indicata la rappresentazione schematica del transistor e del relativo simbolo, in a) del tipo N-P-N, in b) del tipo P-N-P.

Particolare del tubo in cui ı trova il germanio fuso. Si notano le spire percorse da correnti di R.F. e le zone fuse (L) lunghe da 4 a 5 cm.

Il transistor in un circuito con base comune

Consideriamo la fig. 15 a dove alla giunzione N-P (emettitore-base) e alla giunzione P-N (base-collettore) sono state applicate due tensioni di polarizzazione, rispettivamente V_{EE} e V_{CC}. E' facile vedere come alla giunzione del **diodo emettitore-base,** le polarità della batteria sono tali per cui **questa giunzione risulta polarizzata in senso diretto,** cioè nel senso della conduzione; viceversa, alla giunzione **del diodo-base-collettore,** le polarità della batteria di polarizzazione sono tali per cui **questa giunzione non conduce, risulta cioè, un diodo polarizzato in senso inverso.**

Il diodo emettitore-base è il circuito di ingresso; il diodo base-collettore è il circuito di uscita del transistor; la base è l'elettrodo comune a questi due circuiti ed è per questo motivo che questo collegamento viene chiamato **circuito o stadio con base comune.**

Nel circuito d'ingresso è indicata, mediante una freccia, la direzione « convenzionale » della corrente. Questa freccia è stata **incorporata nel simbolo stesso del transistor,** e, nel simbolo rappresenta lo emettitore del transistor medesimo.

In fig. 15 b è stato indicato il collegamento di un transistor P-N-P; l'unica variante che si nota è l'inversione delle polarità delle batterie di polarizzazione rispettivamente del diodo emettitore-base (circuito d'ingresso) e del diodo base-collettore (circuito di uscita).

Formazione di un monocristallo di germanio mediante fusione. L'operazione è quasi al termine.

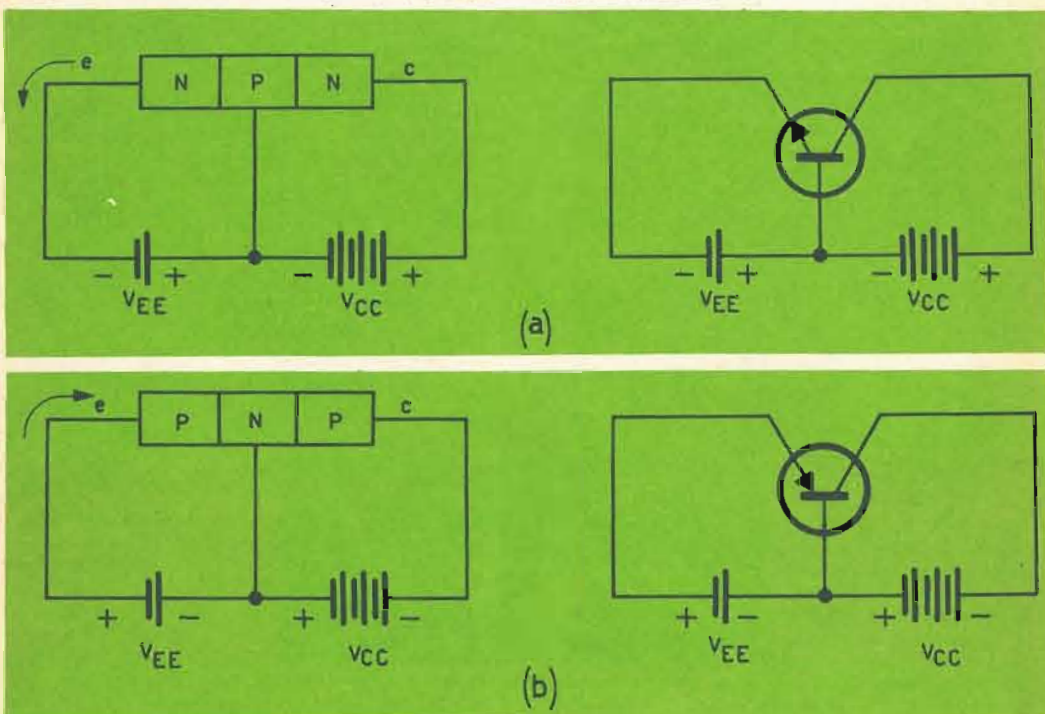
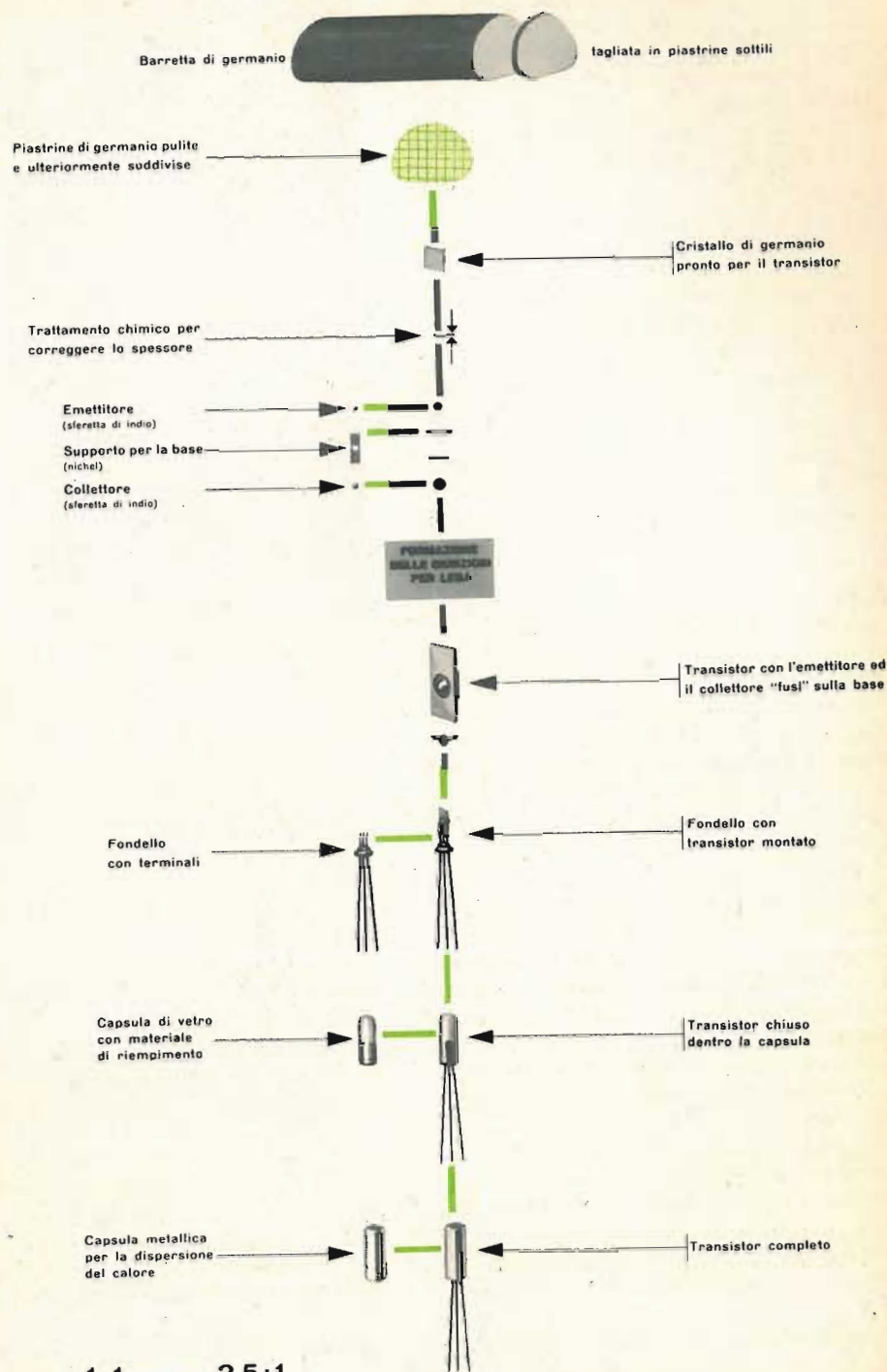



Fig. 15 - Collegamento delle tensioni di polarizzazione del diodo emettitore-base e del diodo base-collettore a) in un transistor N-P-N; b) in un transistor P-N-P.

ALCUNE FASI COSTRUTTIVE DEL TRANSISTOR PHILIPS OC 74

Questa inversione delle polarità è stata necessaria in quanto, come vedremo in seguito, perchè un transistor possa funzionare come dispositivo amplificatore è necessario, qualunque sia la sua formazione (P-N-P o N-P-N), che il **diodo emettitore-base sia polarizzato in senso diretto e che il diodo base-collettore risulti polarizzato in senso inverso.**

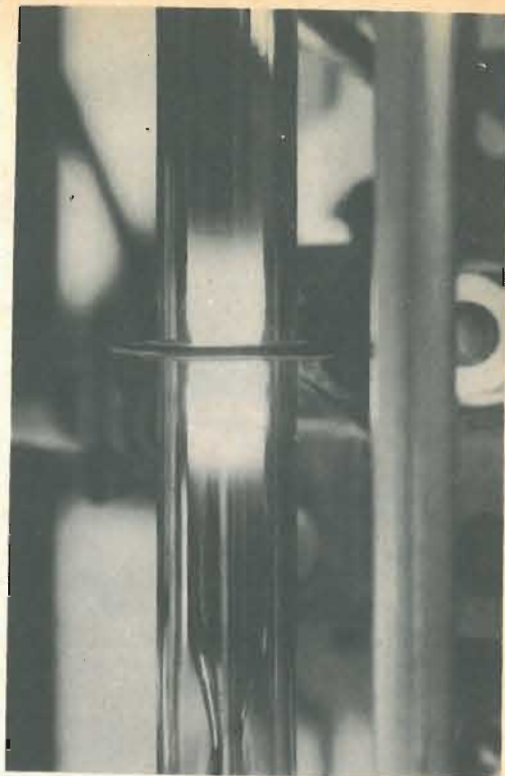
Anche nel simbolo grafico del transistor P-N-P la freccia che rappresenta lo emettitore indica la direzione convenzionale della corrente. Il collettore non porta alcuna freccia nè in un transistor N-P-N nè in un transistor P-N-P.

Per comprendere il funzionamento del transistor a giunzione bisogna richiamare alla mente quanto abbiamo detto riguardo al diverso comportamento della giunzione P-N quando viene polarizzata in senso diretto oppure in senso inverso (4).

Quando una giunzione P-N è polarizzata in senso diretto la barriera interna di potenziale prodotta dalla diffusione naturale dei buchi e degli elettroni in seguito alla formazione della giunzione, viene neutralizzata dal campo elettrico esterno, e ciò fa si che la diffusione iniziale dei buchi verso la regione N e degli elettroni verso la regione P venga ripristinata.

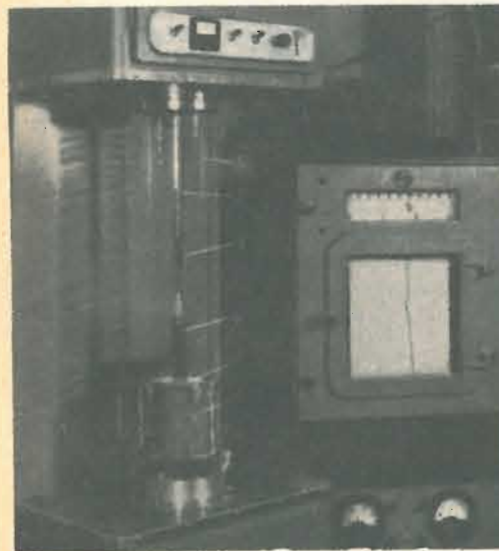
Questa duplice corrente di cariche maggioritarie è quella che normalmente viene chiamata **corrente diretta;** viceversa, quando una giunzione P-N viene polarizzata in senso inverso, la barriera interna di potenziale tende ad aumentare e le cariche maggioritarie vengono tenute lontane dalla giunzione lasciando quivi una zona vuota di cariche mobili che fa da isolante (depletion layer); la giunzione risulta in questo caso bloccata; circolerà soltanto **la corrente inversa di saturazione** dovuta alle cariche libere prodotte spontaneamente nel materiale semiconduttore per rottura dei legami covalenti a motivo della temperatura ambiente.

Ciò premesso, il funzionamento di un transistor NPN è il seguente: alla giunzione del diodo base-collettore si forma, a motivo della polarizzazione inversa, la barriera di potenziale cui abbiamo accennato prima. Le cariche elettrostatiche della batteria, abbiamo visto, non fanno altro che produrre una elevazione di questa barriera di potenziale: il collettore respinge i buchi in eccesso presenti nella base (germanio P). Essendo caricato positivamente, il collettore tende ad attirare verso di se eventuali cariche negative presenti nel germanio di tipo P della base, ma ovviamente, fallisce nel suo intento in quanto nel materiale semiconduttore di tipo P, che forma la base, si trovano concentrati, in prevalenza, **soltanto buchi (positivi).**

4) Vedi Selezione tecnica Radio TV N. 5/6 p. 481.

Purificazione del silicio. La barra è disposta verticalmente entro un tubo di vetro in cui circola del gas inerte. Data l'elevata temperatura di fusione del silicio e la tendenza di questo a legarsi, quando è fuso con i corpi con cui viene a contatto non può usarsi il crogiuolo di grafite. Si è quindi approntato un procedimento in cui, mediante riscaldamento a radio frequenza si ottiene la fusione di una sezione del lingotto di silicio; tale sezione, per effetto delle tensioni superficiali non cola ma può scostarsi verticalmente seguendo il centro di induzione delle correnti di radio frequenza.

Il diodo emettitore-base, è, però, polarizzato in senso diretto per cui, come nel caso di un comune diodo a giunzione, la regione N negativa (emettitore) attirerà buchi dalla regione P (base) la quale, caricata positivamente, attirerà a sua volta gli elettroni negativi presenti nell'emettitore. **Ne risulta, in definitiva, un movimento di elettroni verso la base, e ciò è, precisamente, quello che serve a far funzionare il diodo base-collettore.**

Infatti, siccome lo strato della base è di solito molto sottile, la maggior parte degli elettroni in arrivo raggiungeranno presto la zona di transizione base-collettore dove la polarizzazione positiva del collettore eserciterà una forte attrazione su di essi provocando una corrente di elettroni dall'emettitore al collettore.

Questa corrente viene alimentata dalle due tensioni di polarizzazione esterne, e cioè, dalla tensione negativa applicata all'emettitore e dalla tensione positiva applicata al collettore; **la prima controlla il flusso della corrente di elettroni, la seconda, invece, assorbirà questa corrente di elettroni non appena essa verrà erogata dall'emettitore.** Facendo in modo che una tensione base - collettore, sufficientemente elevata, attragga tutti gli elettroni emessi dall'emettitore, l'intera corrente degli elettroni dipenderà esclusivamente dalla tensione applicata al diodo emettitore-base.

Apparecchiatura per la preparazione di germanio monocristallino; (1) crogiuolo contenente germanio fuso; (2) asse rotante; (3) sostegno del germe di cristallo; (4) barra di germanio monocristallino. Il tutto è contenuto nel tubo di vetro (5) in cui circola del gas inerte. Il crogiuolo è circondato da correnti a radio frequenza. A destra si trova il registratore per il controllo automatico della temperatura di fusione.

Un fattore di cui non abbiamo tenuto conto è la ricombinazione fra buchi ed elettroni che avviene nello strato della base. Parecchi elettroni, infatti, provenienti dall'emettitore vanno a riempire i buchi liberi presenti nella base; per questo motivo, gli elettroni che raggiungono il collettore saranno **numericamente inferiori a quelli che pervengono alla base da parte dell'emettitore.**

Questo inconveniente viene eliminato riducendo considerevolmente lo spessore della regione della base; naturalmente, però, per ragioni costruttive, non si può scendere oltre un determinato spessore.

La corrente di collettore è quindi in pratica leggermente inferiore alla corrente di emettitore. Il rapporto tra una piccola variazione della prima (ΔI_C) e la piccola variazione della corrente di emettitore (ΔI_E) che l'ha prodotta, esprime il **guadagno in corrente del transistor.**

In formula,

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} = \alpha \text{ o } h_{fb}$$

dove α risulta leggermente inferiore all'unità ($\alpha < 1$). Nei transitor di buona costruzione il valore di α varia approssimativamente da 0,95 a 0,99.

Bisogna tener presente, però, che nel circuito del collettore è presente **una debolissima corrente (I_{CO}) anche quando il circuito di emettitore è aperto.** Ciò non ci meraviglia in quanto noi sappiamo che in un diodo polarizzato in senso inverso **circola sempre la cosidetta corrente inversa di saturazione.** Sappiamo, inoltre, che questa corrente è dovuta alle cariche minoritarie prodotte in seguito alla rottura dei legami covalenti a causa della temperatura ambiente.

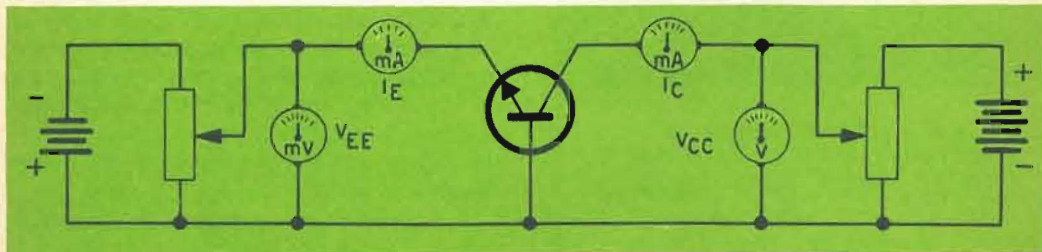
In conclusione, possiamo dire, quindi, che il collettore è attraversato da una corrente formata, 1) dalla corrente inversa di saturazione, e 2) dalla corrente normale

prodotta dalla polarizzazione diretta del diodo base-emettitore.

La presenza della corrente inversa di saturazione circolante nel diodo base-collettore può essere messa in evidenza in questo modo: supponiamo che in un transistor nuovo la corrente di emettitore sia di di 5 mA e che la corrente di collettore sia di 4,8 mA; sovraccaricando il transistor, assoggettandolo cioè ad un aumento di temperatura, è facile vedere come mentre **la corrente di emettitore si mantiene fissa al valore di 5 mA, la corrente di collettore diventa 5,6 mA.** La differenza in più (0,8 mA) nella corrente di collettore non è altro che la corrente inversa di saturazione (I_{CO}) dovuta ai portatori di cariche minoritarie prodotti dall'aumento della temperatura del materiale semiconduttore.

Tutto quanto abbiamo detto in precedenza a proposito del funzionamento di un transistor N-P-N si può ripetere, parola per parola, per un transistor P-N-P tenendo presente soltanto che, in questo caso, **le cariche iniettate nella base sono buchi e non elettroni** come nel caso del transistor N-P-N.

Curve caratteristiche d'ingresso e di uscita del transistor

Il circuito di fig. 15 può essere modificato come indicato in fig. 16 dove la tensione applicata al diodo emettitore-base (tensione diretta) e la tensione applicata al diodo base-collettore (tensione inversa) possono essere variate mediante un dispositivo potenziometrico inserito nelle rispettive batterie di polarizzazione di questi due diodi. Gli strument per la valutazione delle tensioni e delle correnti vengono inseriti nella maniera convenzionale. Questo semplice circuito di misura serve per tracciare **la curva caratteristica del diodo base-emettitore (caratteristica d'ingresso del transistor) e la curva del diodo base-collettore (caratteristica di uscita del transistor).**

Se riduciamo a zero la tensione applicata al circuito d'ingresso del transistor, e cioè, al diodo emettitore-base, ovviamente, anche la corrente diretta si annullerà per cui, non venendo iniettata nella base nessuna carica maggioritaria, nel circuito del collettore non si avrà corrente anche aumentando la tensione su questo elettrodo: deve essere così in quanto, come abbiamo visto in precedenza, **nel collettore circola corrente solo quando esiste una corrente di emettitore.**

In pratica, però, nel circuito del collettore, circola una seppur debole corrente di cui, però, noi già abbiamo parlato; questa non è altro **che la corrente inversa di saturazione (I_{CO}) che non può, in nessun modo, essere eliminata in questo circuito.**

Ritorniamo spesse volte su questo fatto dato che la corrente inversa di saturazione è una particolare caratteristica esclusiva del circuito del collettore del transistor (non ha alcuna analogia nei tubi a vuoto) ed è un parametro molto importante in quanto denota la bontà di un transistor.

Nel grafico di fig. 17 abbiamo indicato schematicamente il valore della corrente inversa di saturazione circolante nel diodo base-collettore quando il circuito di emettitore è aperto; la tensione applicata è di 20 V.

Supponiamo ora di applicare al diodo emettitore-base (ruotando il potenziometro) una tensione di 0,1 V. Siccome questo diodo è polarizzato in senso diretto sarà sufficiente questa piccola tensione per produrre nel circuito d'ingresso una corrente, supponiamo di 3 mA. Siccome in un transistor la corrente di collettore è funzione **esclusivamente** della corrente di emettitore, nel circuito di uscita del collettore si avrà una corrente non superiore a 3 mA: questa si manterrà su questo valore anche se verrà aumentata la tensione inversa al diodo base-collettore.

Fig. 16 - Semplice circuito per il rilevamento della curva caratteristica d'ingresso e della curva caratteristica di uscita di un transistor N-P-N montato con base comune.

Ciò è indicato chiaramente e schematicamente nel tratto di curva caratteristica **d-e.** Il leggero aumento che, nonostante ciò, subisce la curva quando la tensione base-collettore aumenta da 0 a 20 V, è da attribuirsi esclusivamente alla presenza della corrente inversa di saturazione cui abbiamo accennato prima.

In queste condizioni, volendo portare a zero la corrente di collettore basterebbe applicare al diodo base-collettore una debole tensione di segno contrario alla precedente (punto **c** sul grafico di fig. 17).

Dallo stesso grafico risulta che, aumentando ancora di poco in questa direzione la tensione al collettore (il diodo base-collettore risulta in questo caso polarizzato in senso diretto), **la corrente di collettore sale di nuovo a 3 mA;** ma è diretta in senso contrario alla precedente.

Supponiamo (fig. 17) che il punto **e,** sulla curva caratteristica, corrisponda ad una tensione al collettore di 20 V, che nel punto **c** la tensione al collettore sia —0,1 V e che nel punto **b** sia — 0,2 V.

La tensione positiva di 20 V applicata al collettore non è altro che una normale tensione di polarizzazione **inversa** applicata al diodo base-collettore, mentre le tensioni corrispondenti ai punti **c** e **b** non sono altro che tensioni **dirette** applicate allo stesso diodo. Ora, se l'aumento di questa tensione diretta (da — 0,1 a — 0,2 V) produce nel collettore un aumento di corrente di — 3 mA, **una tensione di 20 V,** con questa polarità, produrrà sul collettore una corrente di 600 mA dato che $3 \times (20/0,1) = 600$. Questa forte intensità della corrente di collettore non ci meraviglia in quanto noi (contrariamente alla prassi normale) abbiamo applicato al diodo base-collettore una tensione diretta. Il passaggio di una corrente così intensa (600 mA) attraverso il collettore distruggerà senz'altro la struttura cristallina del transistor.

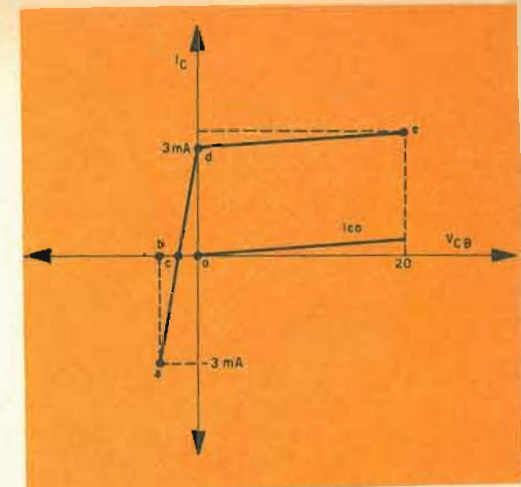



Fig. 17 - Curva caratteristica di collettore (curva di uscita).

Per quanto detto sopra si deduce che **è molto importante controllare le polarità della batteria di alimentazione in un'apparecchiatura equipaggiata con transistor.**

Questo pericolo non esiste nei tubi elettronici dove, anche un momentaneo collegamento errato delle polarità delle tensioni di alimentazione degli elettrodi, non porta alla distruzione del tubo, in quanto, la saturazione della corrente anodica rappresenta, di per se stessa, già un limite di protezione del tubo stesso.

Di solito, si usa soltanto il tratto di curva che si trova nel primo quadrante (fig. 17 tratto **d-e**).

In fig. 18 abbiamo riportato una famiglia di curve caratteristiche dove in ordinata è data la corrente di collettore (I_C), e in ascissa è indicata la tensione inversa applicata al diodo base-emettitore (V_{CB}). Le varie curve caratteristiche sono state tracciate per valori crescenti della corrente di emettitore che in questo caso funge da **parametro.** Nella fig. 18 è indicata anche la debolissima corrente inversa di saturazione (I_{CO}) presente al collettore quando il circuito dell'emettitore è aperto ($I_E = 0$). Queste curve vengono chiamate anche **curve caratteristiche di uscita del transistor.**

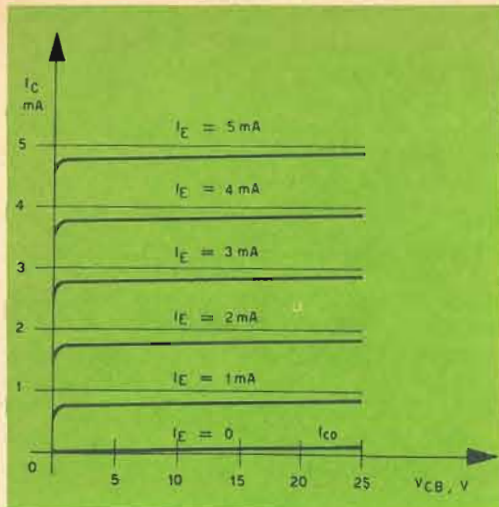



Fig. 18 - Famiglia di curve caratteristiche di collettore di un transistor montato con base comune.

Per un transistor N-P-N, sia la tensione che la corrente di collettore sono positive mentre, in un transistor P-N-P, tanto la corrente quanto la tensione sono negative; **comunque è ormai diventata pratica comune riportare i valori negativi di — I_C e — V_{CB} (transistor P-N-P) nel primo quadrante di un sistema di assi ortogonali.**

In fig. 19 indichiamo la curva caratteristica d'ingresso del transistor vale a dire la curva caratteristica $V_{EB} = f\ (I_E)$ del diodo emettitore-base. L'andamento di questa curva caratteristica non è altro che quello di **un diodo polarizzato in senso diretto;** infatti, è facile vedere come, a bassi valori di tensione diretta, corrispondano elevati valori di corrente diretta o corrente di emettitore (I_E). Dalla pendenza di queste curve caratteristiche è facile vedere come **la resistenza diretta** di questo diodo d'ingresso è molto bassa, e cioè, nell'ordine di 100 ohm o anche meno. **Questa particolarità va sottolineata dato che la resistenza d'ingresso di un triodo a vuoto, di regola, ammonta a decine di Mohm.**

Transistor montato in un circuito con emettitore comune

Nel circuito precedente (base comune) il ritorno comune delle due tensioni di polarizzazione (di emettitore e di collettore) era costituito dalla base.

In fig. 20, gli elettrodi del transistor sono collegati a queste stesse tensioni di polarizzazione (diretta, per il diodo base-emettitore e inversa per il diodo base-collettore) in modo che il ritorno comune di queste tensioni non è più la base ma l'emettitore.

Nel circuito di fig. 20 l'emettitore è di nuovo negativo rispetto alla base per cui il diodo emettitore-base risulta, come deve essere, polarizzato in senso diretto. Siccome la tensione di ingresso base-emettitore V_{BE} è, numericamente, molto bassa, la tensione di uscita V_{CE} risulta effettivamente uguale alla tensione collettore-base V_{CB}. Anche in questo circuito, al collettore è applicata una tensione positiva in modo che il diodo base-collettore, risulti, come deve essere, polarizzato in senso inverso.

Se in questo circuito venisse inserito un transistor del tipo P-N-P, le tensioni delle batterie di polarizzazione (rispettivamente del diodo d'ingresso e del diodo di uscita) dovrebbero essere invertite.

Nel circuito di fig. 16 dove la base è l'elettrodo comune al circuito dell'emettitore e del collettore, la corrente di base (I_B) è data dalla differenza tra la corrente di emettitore e la corrente di collettore. Per tracciare le curve caratteristiche di collettore o di uscita del transistor montato con emettitore comune si mantiene fissa la corrente di base (I_B) (parametro) e si varia invece la tensione al collettore (V_{CE}). Siccome la corrente di base non controlla in questo caso **direttamente** la corrente di

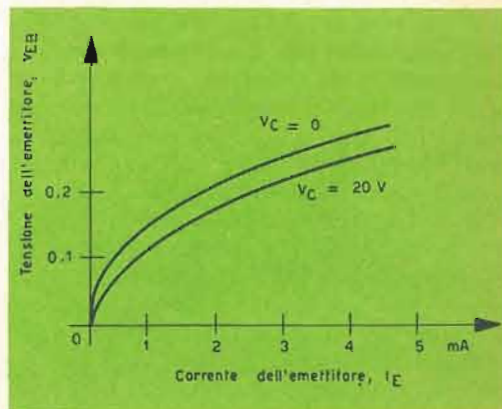



Fig. 19 - Curve caratteristiche di emettitore (curve d'ingresso) di un transistor montato con base comune.

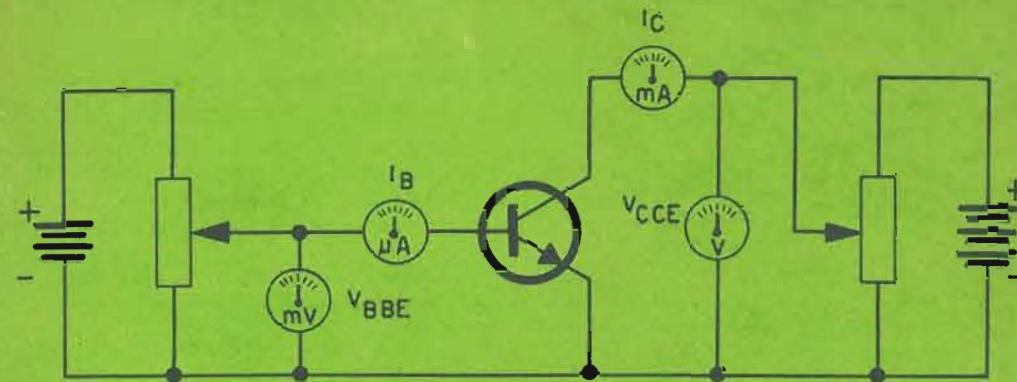



Fig. 20 - Semplice circuito per il rilevamento della curva caratteristica d'ingresso e della curva caratteristica di uscita di un transistor montato con emettitore comune.

collettore, le curve caratteristiche non presenteranno quella linearità che noi abbiamo riscontrato in quelle analoghe tracciate con il transistor montato con base comune.

La corrente di base viene misurata in microampere (µA) mentre le correnti di collettore e di emettitore vengono misurate in milliampere (mA). Altre volte, la corrente di base viene espressa in milliampere (mA); in questo caso, l'intensità delle corrente di emettitore e di collettore è dell'ordine dell'ampere (A).

Anche in questo circuito, quando la corrente di base è zero ($I_B = 0$), la corrente circolante nel collettore è rappresentata dalla corrente inversa di saturazione che, in questo caso, viene indicata con simbolo I_{CEO}.

Con riferimento alle curve caratteristiche di fig. 21 noi osserviamo che una va-

Barre di germanio e di silicio monocristallino ottenute con i metodi illustrati nelle precedenti figure (la barra più lunga è di silicio, tutte le altre sono di germanio).

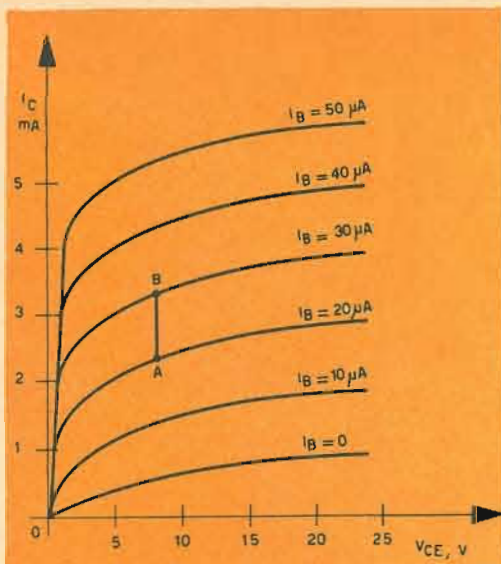



Fig. 21 - Famiglie di curve caratteristiche di collettore (curve di uscita) di un transistor montato con emettitore comune.

riazione di 10 μA nella corrente di base (passaggio dal punto **A** al punto **B** sulle curve caratteristiche) produce una variazione, nella corrente di collettore, pari a 1 mA. Teniamo a ricordare che, nel circuito con base comune, una variazione della corrente di emettitore produce una corrispondente variazione nella corrente di collettore **numericamente sempre inferiore alla prima.**

In questo circuito invece (emettitore comune), la corrente di collettore è sempre **numericamente molto maggiore** della corrente di base che l'ha prodotta.

Il rapporto tra la variazione della corrente del collettore (ΔI_C) e la variazione della corrente di base (ΔI_B) che l'ha prodotta definisce, anche in questo caso, **il guadagno in corrente, avremo cioè:**

$$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \beta \text{ o } h_{fe}$$

dove β è, di regola, sempre maggiore dell'unità; in particolare, nell'esempio sopra citato, β è uguale, a 100, in quanto 1 mA/ /10 μA = 100.

In precedenza abbiamo stabilito che la corrente di base (in un circuito con base comune) è uguale alla differenza tra la corrente di emettitore (I_E) e la corrente di collettore (I_C). In formula:

$$I_B = I_E - I_C$$

Sostituiamo questo valore di I_B nel rapporto che definisce il guadagno in corrente; e cioè:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E - \Delta I_C}$$

Dividiamo numeratore e denominatore per la stessa quantità ΔI_E e avremo:

$$\beta = \frac{\Delta I_C / \Delta I_E}{1 - \Delta I_C / \Delta I_E}$$

Siccome però $\Delta I_C / \Delta I_E$, per definizione, non è altro che il guadagno in corrente α in un circuito dove il transistor è montato con base comune, si avrà:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Successivamente, risolvendo mediante semplici passaggi algebrici questa equazione rispetto al guadagno in corrente β avremo:

$$\beta (1 - \alpha) = \alpha$$
$$\beta - \beta \alpha = \alpha$$
$$\beta = \alpha + \beta \alpha$$
$$\beta = (1 + \beta) \alpha$$

Fig. 22 - Curve caratteristiche di emettitore (curve di ingresso) di un transistor montato con emettitore comune.

e infine

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$$

Quest'ultima equazione stabilisce un legame definito tra i valori dei due guadagni in corrente ottenibili rispettivamente nei circuiti con emettitore comune (β) e con base comune (α). Non sarà inutile ricordare l'equazione

$$\mu = R_a \times S$$

che, come ricorderemo, lega tra loro i tre principali coefficienti dinamici di un triodo a vuoto.

La trattazione completa dei coefficienti dinamici del transistor verrà discussa più dettagliatamente in uno dei prossimi articoli quando introdurremo **i parametri ibridi** del transitsor.

Il circuito d'ingresso in un transistor montato con emettitore comune è leggermente diverso da quello in cui il transistor è montato con base comune; come indica la fig. 22 la curva caratteristica d'ingresso del transistor montato con emettitore comune è leggermente diversa da quella indicata in fig. 19. Come risulta dal grafico, quando la tensione di base è molto bassa si ha, nella base, una circolazione di corrente inversa la quale non è altro che la corrente inversa di saturazione del diodo base-collettore. Da questa curva si rileva come la resistenza d'ingresso, in questo caso, sia molto più elevata (infatti 100 mV/50 μA = 1000 ohm), a differenza della resistenza d'ingresso del circuito con base comune dove il valore normale s'aggira sulle centinaia di ohm.

Il transistor come semplice amplificatore

Consideriamo il circuito di fig. 23 dove un transistor N-P-N è montato in un circuito con base comune. Supponiamo che la tensione di polarizzazione del diodo emettitore-base (circuito d'ingresso) sia di 0,15 V e produca una corrente diretta (corrente di emettitore) di 2 mA. Supponiamo che in serie a questa tensione di polarizzazione di emettitore, venga inserita una sorgente di tensione il cui segnale abbia

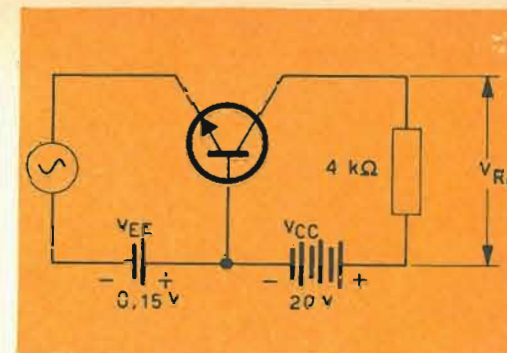
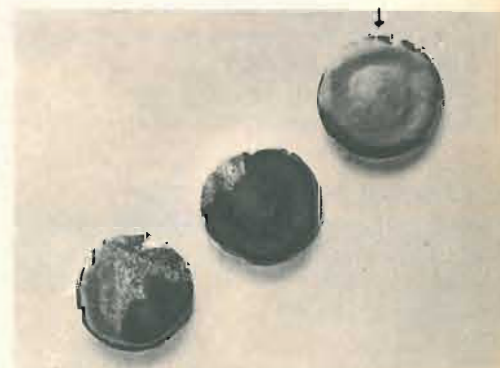



Fig. 23 - Semplice stadio amplificatore dove un transistor N-P-N è montato con base comune.

un'escursione massima in più o in meno di 0,05 V, e che questa escursione di tensione produca una variazione da 1 a 3 mA nella corrente di emettitore; ammettiamo inoltre che il guadagno in corrente (α) di questo transistor sia uguale all'unità (noi sappiamo che ciò non è vero, ma lo supponiamo per semplificare la discussione).

La corrente di riposo del collettore è di 2 mA ma con l'applicazione del segnale nel circuito d'ingresso subirà una variazione che oscillerà da 1 a 3 mA. Nel circuito del collettore è inserita una resistenza di carico di 4 kΩ. Siccome la corrente di riposo del collettore è di 2 mA, la caduta di tensione ai capi di questa resistenza sarà:

$$V_{R_c} = I_C \times R_c = 2 \times 10^{-3} \times 4 \times 10^{3} = 8 \text{ V}.$$

Alcune « fette » di germanio pronte per essere sottoposte ad attacco chimico (etching) prima di essere suddivise nelle piastrine (wafer) che formeranno le future basi dei transistor.

Inoltre, dato che la tensione di alimentazione o di polarizzazione di collettore è di 20 V, la tensione applicata al collettore sarà:

$$V_{CB} = V_{CC} - V_{R_c} = 20 - 8 = 12 \text{ V}$$

Quando la corrente di collettore, con l'applicazione del segnale nel circuito di ingresso (semionda positiva), si porta al valore di 3 mA, la caduta di tensione ai capi della resistenza di carico sarà:

$$V_{R_c} = I_C \times R_c = 3 \times 10^{-3} \times 4 \times 10^{3} = 12 \text{ V}$$

e la tensione sul collettore

$$V_{CB} = V_{CC} - V_{R_c} = 20 - 12 = 8 \text{ V}$$

Viceversa, quando la corrente del collettore, con l'applicazione del segnale nel circuito d'ingresso, (semionda negativa) scende al valore di 1 mA, la caduta di tensione ai capi del carico sarà:

$$V_{R_c} = I_C \times R_c = 1 \times 10^{-3} \times 4 \times 10^{3} = 4 \text{ V}$$

per cui la tensione presente sul collettore sarà:

$$V_{CB} = V_{CC} - V_{R_c} = 20 - 4 = 16 \text{ V}$$

In definitiva, quindi, una variazione complessiva di 0,10 V (2 × 0,05 V) nel circuito d'ingresso si traduce in una variazione di 8 V nel circuito di uscita. (Infatti, in assenza di segnale la tensione al collettore è 12 V; al picco della semionda positiva del segnale d'ingresso (+ 0,05 V) diventa 8 V, mentre al picco della semionda negativa (— 0,05 V) diventa 16 V, per cui $\Delta V_{CB} = 16 - 8 = 8$ V).

Il guadagno di tensione effettuato da questo stadio amplificatore sarà:

$$\text{guadagno in tensione} = \frac{\text{segnale all'uscita}}{\text{segnale d'ingresso}} = \frac{8}{0{,}10} = 80$$

Ecco quindi dimostrato che anche il transistor, come il triodo, è in grado di amplificare una variazione di tensione. Il guadagno in corrente, però, è uguale alla unità come abbiamo supposto; dal che si deduce che il guadagno in potenza (guadagno di tensione × il guadagno di corrente) è, in questo caso uguale a 80.

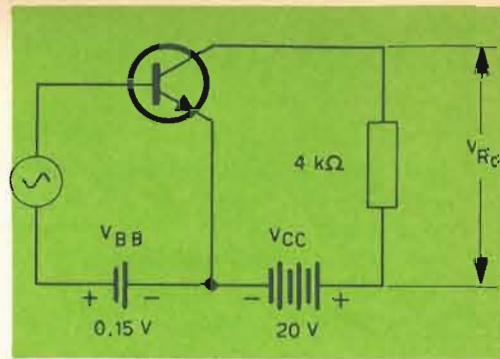



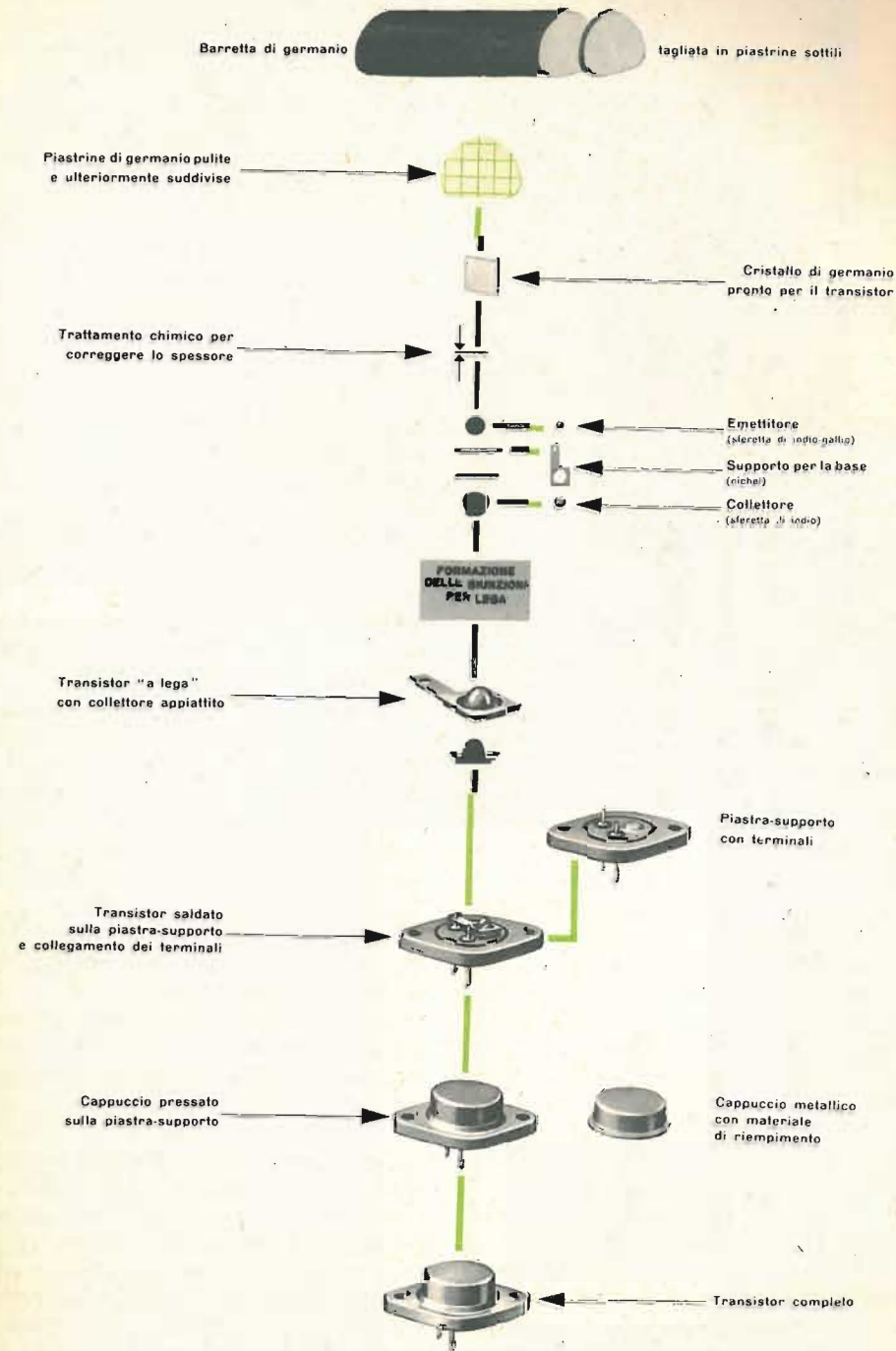
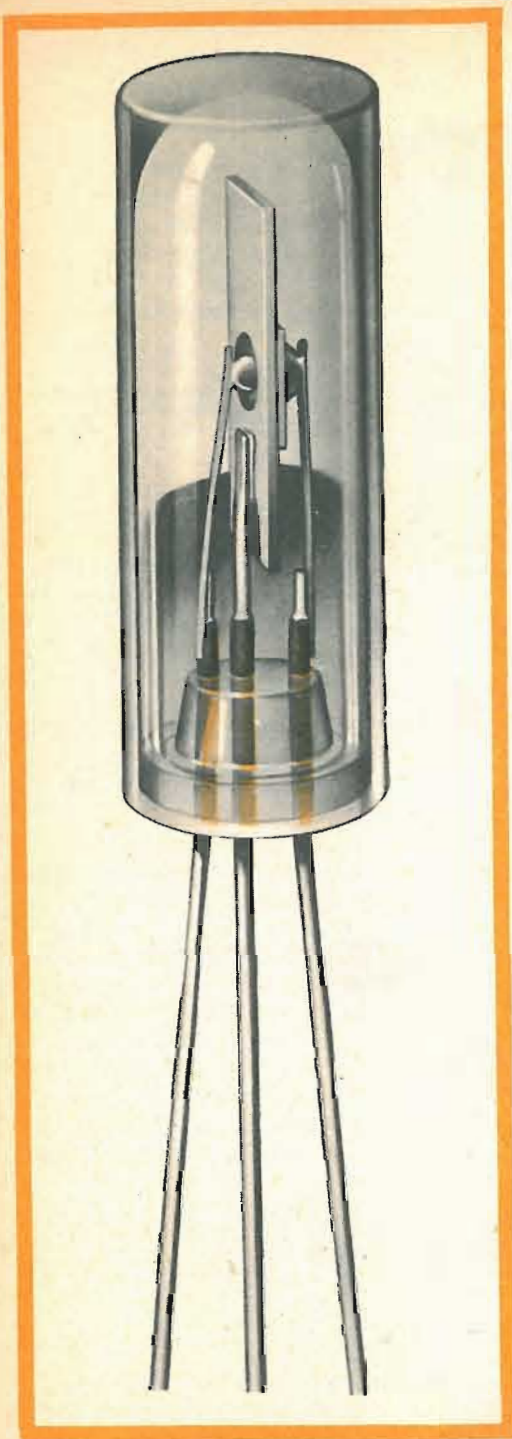
Fig. 24 - Semplice stadio amplificatore dove un transistor N-P-N è montato con emettitore comune.

Nel circuito indicato in fig. 23 notiamo inoltre come la tensione di polarizzazione applicata all'emettitore risulti di segno negativo e di segno positivo la tensione di polarizzazione applicata sul collettore. La semionda positiva del segnale applicato all'ingresso **rende quindi meno negativa l'effettiva tensione di polarizzazione e tende quindi a ridurre la corrente di emettitore;** ma allora anche la corrente di collettore diminuisce, e ciò fa si che la tensione sul collettore **tenda ad aumentare in senso positivo.** Il contrario avviene durante la semionda negativa.

Pertanto, uno stadio amplificatore con il transistor montato con base comune, **effettua l'amplificazione del segnale applicato nel circuito d'ingresso ma non ne effettua l'inversione di fase** (come avviene in un triodo montato con catodo a massa) per cui il segnale d'ingresso e il segnale di uscita sono in fase.

Consideriamo ora il circuito indicato in fig. 24 dove un transistor N-P-N è montato in un circuito con emettitore comune. Le condizioni di funzionamento sono le seguenti: corrente di collettore = 2 mA. Corrente di base = 30 μA, tensione di base = 0,15 V.

Si supponga, inoltre, che in serie alla batteria di polarizzazione d'ingresso venga inserito un segnale sinusoidale che, con una variazione in più e in meno di 0,05 V, produca una corrispondente variazione, in più e in meno, di 10 μA del circuito di base o di ingresso.

ALCUNE FASI COSTRUTTIVE DEL TRANSISTOR PHILIPS OC 26

Spaccato del transistor Philips OC 74. (Transistor di media potenza; W_o = 1 W con V_B = 9 V).

Dalle curve caratteristiche indicate in fig. 21 si ricava come un aumento di 10 µA nella corrente di base faccia aumentare di 1 mA la corrente di collettore portandola quindi dal punto di lavoro di 2 mA al nuovo punto di lavoro di 3 mA, ovviamente, in seguito all'aumento della corrente di collettore anche la caduta di tensione ai capi della resistenza di carico aumenterà per cui la tensione al collettore diminuirà da 12 a 8 V. Analogamente, una diminuzione della corrente di base di 10 µA fa diminuire la corrente di collettore da 2 mA a 1 mA; la tensione di collettore si porterà a 16 V.

In questo caso, quindi, il guadagno in tensione è ancora 80, (8/0,10) mentre, il guadagno in corrente non è più uguale all'unità ma diventa 100 (2 mA/ 20 µA). Il guadagno in potenza del circuito sarà uguale quindi a 80 × 100, vale a dire, 8000.

Da questo semplice esempio si deduce che il transistor montato in un circuito con emettitore comune può fornire un guadagno di potenza molto superiore a quello che fornirebbe se fosse montato con base comune.

E' questo il motivo per cui nei circuiti pratici il transistor viene, nella stragrande maggioranza dei casi, montato con emettitore comune.

Con riferimento alla fig. 24, si osservi come la semionda positiva del segnale applicato al circuito d'ingresso faccia aumentare la tensione di polarizzazione di base e quindi la corrente di base; a sua volta, l'aumento della corrente di base implica un aumento anche della corrente di collettore. La tensione di alimentazione del collettore è positiva per cui quando la corrente di collettore aumenta la maggior caduta di tensione ai capi del carico renderà la tensione presente sul collettore meno positiva, vale a dire mentre la tensione applicata sull'emettitore a causa della semionda positiva del segnale tende ad aumentare, la tensione sul collettore tende a diminuire. Viceversa nella successiva semionda negativa del segnale applicato alla base.

Possiamo quindi affermare che il transistor montato in un circuito con emettitore comune produce l'inversione di fase del segnale (180° C) come appunto abbiamo visto avviene in un triodo amplificatore montato con catodo a massa.

Limitazioni di un transistor

I limiti di funzionamento di un transistor possono essere stabiliti in base alla curva caratteristica di uscita o di collettore indicata in fig. 25. La corrente con cui può lavorare il transistor è rappresentata dal tratto di ordinata **0-a.** Un punto di lavoro situato lungo questa linea viene chiamato **punto di saturazione** in quanto, come appare dalla figura, le curve caratteristiche di questa regione si incurvano rapidamente verso il basso.

Il massimo valore della corrente ammissibile è rappresentato dal tratto di ordinata **0-a.** Una volta fissato il punto-limite di lavoro della corrente di collettore resta automaticamente fissato anche il valore rispettivamente delle correnti di base e di emettitore.

Il tratto di curva **b-c** rappresenta la massima dissipazione ammessa sul collettore (prodotto della corrente di collettore (I_C) × la tensione al collettore (V_C).

Il prodotto tensione × corrente nel circuito d'ingresso ha un valore così basso che rispetto al valore di dissipazione che si ha sul collettore, può essere trascurato.

Se si supera la massima dissipazione ammissibile sul collettore, il calore che si produce può danneggiare permanentemente la struttura cristallina della giunzione. La linea **c-d** indica il valore massimo della tensione inversa applicabile sul collettore. Se si supera questo valore può succedere che alla giunzione base-collettore si produca l'effetto Zener. L'aumento della temperatura alla giunzione produce inoltre anche la rottura dei legami covalenti e quindi un aumento della corrente inversa di saturazione I_{CO}.

Se quest'ultima è molto intensa, tutte le curve di collettore tenderanno a dirigersi verso l'alto tanto più rapidamente quanto più aumenta la tensione al collettore. Pertanto, la pendenza di queste curve dipenderà esclusivamente dalla temperatura di funzionamento del transistor.

Si deve inoltre tener presente che, nel caso del transistor, non è lecito sorpassare i valori di dissipazione ammessi neppure per un periodo di tempo estremamente breve in quanto, date le ridotte dimensioni del transistor, la capacità termica del medesimo risulterà molto limitata per cui, anche una pur minima quantità di calore prodotto, non riuscirà facilmente a disperdersi.

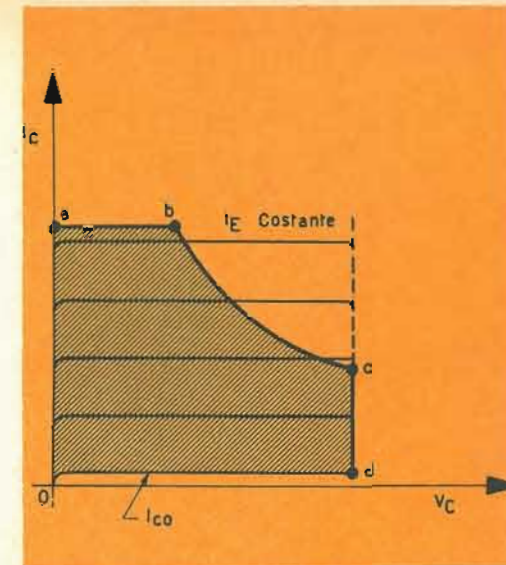
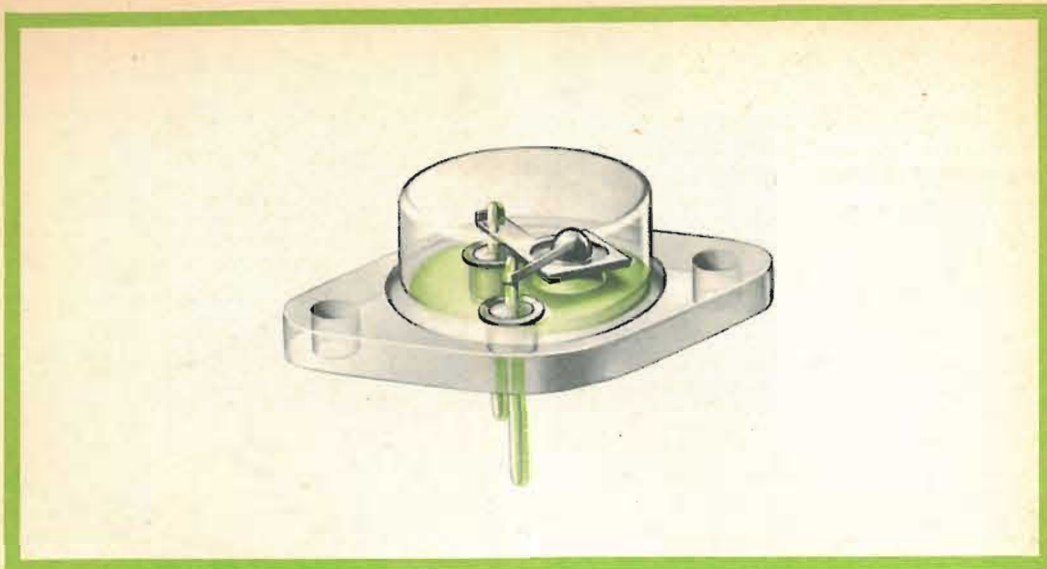



Fig. 25 - Limiti di funzionamento di un transistor riferiti alla curva caratteristica di collettore (curva di uscita).

Tutti questi fattori tendono quindi a limitare il campo di funzionamento del transistor all'area tratteggiata compresa entro i punti **0-a-b-c-d-0.**

Abbiamo detto in precedenza che i transistor hanno una durata di vita molto lunga. Infatti un transistor, impiegato secondo i dati tecnici stabiliti dal costruttore, può funzionare egregiamente per 70000 ore, vale a dire circa 8 anni.

Attualmente, però, i continui progressi che si susseguono nel campo della fabbricazione del transistor hanno portato molto più in avanti questo primitivo limite di durata di vita.

Il problema della durata di vita di un transistor sarà risolto definitivamente quando si potranno eliminare completamente le alterazioni meccaniche che si producono, nel tempo, nel reticolo cristallino del materiale semiconduttore.

Spaccato del transistor Philips OC 26. (Transistor di potenza; W_o = 17 W con V_C = 14 V).

TRIODO CON CATODO FREDDO A RIEMPIMENTO GASSOSO

I triodi con catodo freddo riempiti con gas (chiamati anche tubi « trigger ») si differenziano dai triodi a vuoto in quanto al posto della griglia hanno un anodo ausiliario (starter) il quale ha il compito di controllare la scarica del gas che ha luogo tra l'anodo principale e il catodo.

Questi tubi vengono impiegati come relè o come tubi di controllo oppure come dispositivi per produrre della luce (strobotrom). In fig. 26 b è indicata schematicamente la struttura di questi tubi.

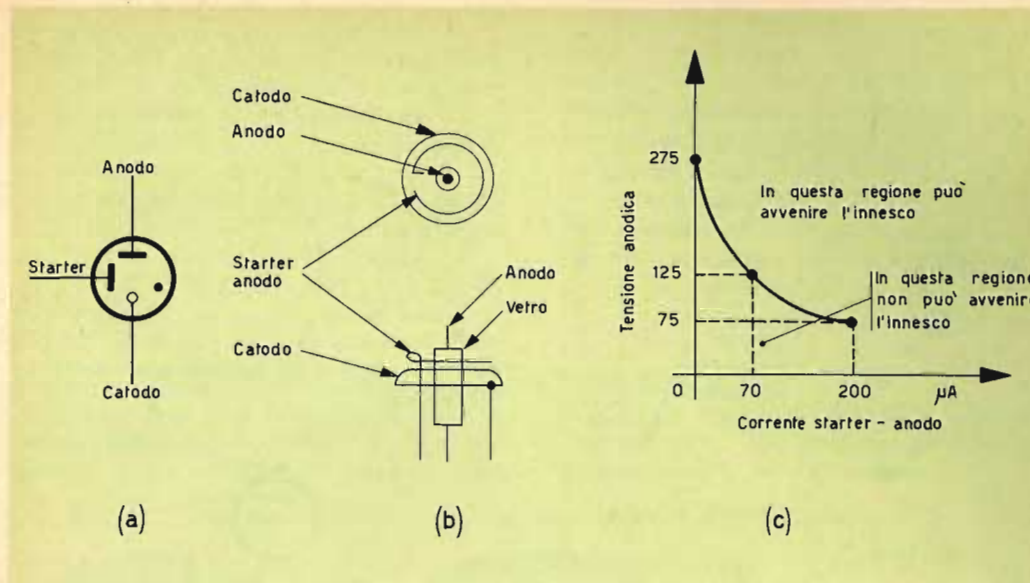
L'anodo principale si trova distanziato dal catodo a differenza dello starter (anodo ausiliare) che viene invece disposto molto vicino al catodo. La ionizzazione tra lo starter e il catodo avviene quindi senza difficoltà. Se la tensione applicata all'anodo principale è sufficientemente elevata, la ionizzazione del gas, iniziata dallo starter, si « trasferirà » successivamente allo anodo principale.

Un livello di ionizzazione molto basso in prossimità dello starter richiede una tensione molto elevata sull'anodo principale mentre un livello di ionizzazione elevato in prossimità dello starter potrà essere « trasferito » all'anodo principale con una tensione molto più bassa. La relazione tra la corrente di starter (grado iniziale di ionizzazione) e la tensione applicata all'anodo principale richiesta per il trasferimento della ionizzazione su questo elettrodo è indicata dal grafico in fig. 26 c. Per questa « azione di trasferimento di ionizzazione » dallo starter all'anodo questo tubo viene chiamato anche relè.

Una volta iniziatosi la scarica ionizzante tra catodo e anodo principale, lo starter perde qualsiasi azione di controllo sulla ionizzazione; lo starter riacquisterà il suo potere ionizzante solo dopo che sarà trascorso il tempo di deionizzazione.

TRIODO CON CATODO CALDO A RIEMPIMENTO GASSOSO

Il triodo con catodo caldo riempito con gas non è altro che il noto « thyratron ». Un thyratron di piccole dimensioni (come per esempio, il tipo americano 884 o il tipo europeo (Philips) PL 2 D 21) costruttivamente è in tutto simile ad un triodo a vuoto delle stesse dimensioni.

La presenza delle molecole di gas all'interno del tubo e la tensione negativa applicata alla griglia impediscono effettivamente agli elettroni emessi dal catodo riscaldato di raggiungere l'anodo. Se, però, la tensione applicata all'anodo viene aumentata sufficientemente, gli elettroni della carica spaziale vengono attratti verso questo elettrodo e acquistano una tale velocità ed energia cinetica da produrre la ionizzazione del gas. Il fenomeno della ionizzazione è, come nel diodo a gas, **cumulativo** per cui la corrente anodica può essere limitata soltanto da una resistenza esterna inserita nel circuito anodico.

Avvenuta la ionizzazione del gas la tensione sull'anodo scende a valori molto bassi (da 10 a 20 V). Naturalmente, a differenti tensioni negative applicate alla griglia, corrispondono differenti tensioni di ionizzazione applicate all'anodo; se alla griglia viene applicata una tensione molto negativa, per avere l'innesco della ionizzazione è necessario che la tensione positiva all'anodo sia molto elevata. In fig. 27 è indicata la curva caratteristica di un thyratron di piccola potenza.

Innescatasi la scarica ionizzante, la griglia perde qualsiasi azione di controllo.

La tensione negativa della griglia tende ad attirare gli ioni positivi del gas i quali disponendosi attorno ai fili di griglia neutralizzano l'effetto della tensione negativa presente sulla griglia stessa.

Succede, inoltre, che gli elettroni presenti sulla griglia, per neutralizzare gli ioni positivi del gas, abbandonino i fili della griglia. Si formerà quindi una vera **corrente di griglia** la quale siccome viene formata in seguito al processo di ionizzazione viene anche chiamata « corrente ionica ». Per limitare questa corrente di griglia o corrente ionica è necessario inserire in serie alla griglia una resistenza esterna.

Questa particolare corrente di griglia non si verifica mai in un tubo a vuoto quando la griglia è negativa.

Se viene superato il valore di picco ammissibile per la tensione anodica può darsi che tra griglia e anodo si verifichi una scarica di gas analoga a quella che avviene in un diodo a gas con catodo freddo. Se invece viene superato il valore di picco ammissibile della corrente anodica può darsi che si verifichi la « ionizzazione multipla », nel qual caso il catodo verrebbe assoggettato ad un bombardamento di ioni che ne abbrevierebbe la vita.

Quando, per esempio, il thyratron tipo 884 si innesca, la tensione anodica diventa circa 16 V; se la massima corrente

Fig. 26 - Struttura e curva caratteristica del tubo trigger a catodo freddo OA 4 G: a) simbolo; b) struttura interna semplificata; c) caratteristica di trasferimento.

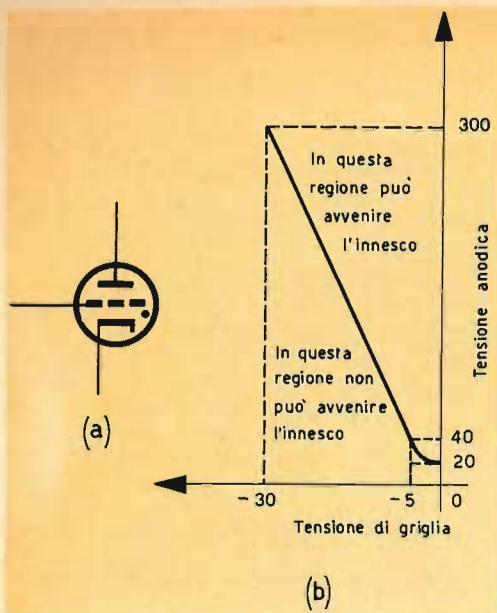



Fig. 27 - Dati caratteristici tipici di un thyratron di piccola potenza; a) simbolo; b) caratteristica di controllo.
Tensione anodica di picco 300 V
Corrente anodica di picco 300 mA
Corrente di griglia di picco 1 mA
Corrente catodica media max 75 mA (in un tempo di integrazione di 20 sec.).

media ammessa è 75 mA, il prodotto 16 V × 75 mA, sarà 1,2 W (valore massimo consentito per la dissipazione anodica). Questo tubo può sopportare normalmente una corrente anodica di 75 mA; non è escluso però che questo valore diventi maggiore purchè il valore medio di questa corrente in un tempo di integrazione di 20 secondi non superi il valore di 75 mA. Per esempio, se per la durata di 5 secondi la corrente anodica di picco diventa 300 mA, per i rimanenti 15 secondi la corrente deve essere nulla, in modo che il valore medio di corrente entro questo intervallo di tempo rimanga sempre 75 mA. Se la corrente con intensità di 300 mA durasse più di 5 secondi, il valore medio della corrente, nell'intervallo di 20 secondi, supererebbe il valore medio di corrente anodica ammessa per questo tubo..

Abbiamo visto come dopo che si è iniziata la ionizzazione, la griglia perde completamente qualsiasi azione di controllo. L'azione di controllo della griglia può essere ripristinata in molte maniere e cioè:

1 - Togliendo la tensione di alimentazione anodica per un tempo corrispondente a quella di deionizzazione del tubo.

2 - Rendendo l'anodo negativo per un tempo uguale al tempo di deionizzazione del tubo. Ciò può essere realizzato applicando all'anodo una tensione sinusoidale oppure un impulso di tensione negativa.

3 - Riducendo la corrente anodica mediante una resistenza esterna ad un valore così basso per cui la ricombinazione delle molecole del gas all'interno del plasma avvenga più velocemente della ionizzazione.

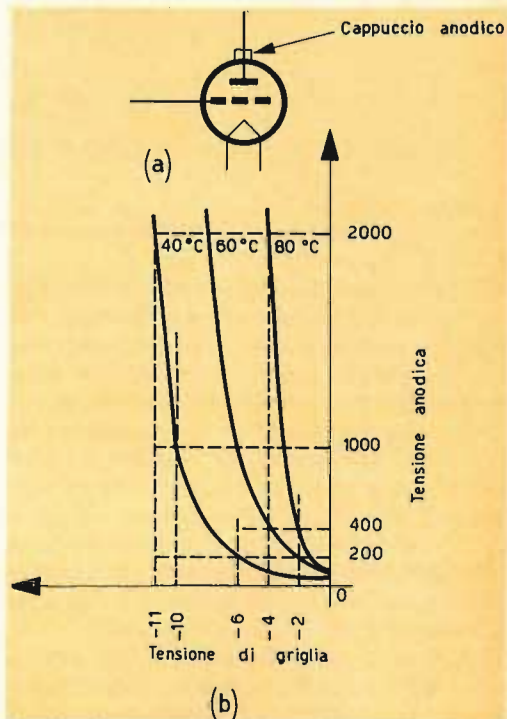



Fig. 28 - Dati caratteristici di un thyratron di potenza (5557/FG 17 a vapori di mercurio); a) simbolo; b) caratteristica di controllo.
Tensione di accensione del filamento 2,5 V
Corrente di accensione del filamento 5 A
Tempo di ionizzazione 10 μsec
Tempo di deionizzazione 1000 μsec
Caduta media della tensione anodica 16 V
Picco di tensione diretta sull'anodo 2,5 kV
Picco di tensione inversa sull'anodo 5 kV
Tensione massima alla griglia —500 V (prima della conduzione)
Tensione massima alla griglia —10 V (dopo la conduzione)
Picco di corrente anodica 1 A
Corrente anodica media —0,5 A
Corrente media di griglia 50 mA
Temperatura di condensazione del mercurio 40÷80°C

In fig. 28 sono stati indicati i dati tecnici caratteristici di un thyratron a vapori di mercurio di media potenza.

Le considerazioni da farsi riguardo a l'interpretazione di questi valori massimi ammissibili sono pressochè identiche a quelle che abbiamo fatto a proposito del thyratron di piccola potenza tipo 884. Il valore della sovracorrente (surge corrent) vale per un fusibile che deve fondere entro un tempo di 0,1 sec. Diversamente il tubo non viene protetto.

Siccome il gas di riempimento impiegato è vapore di mercurio, l'innesco risulta molto sensibile alla temperatura per cui, invece di avere un punto d'innesco ben definito, come nel caso del thyratron 884, abbiamo qui un'ampia area comprendente i punti d'innesco corrispondenti alle varie temperature di condensazione del mercurio (vedi fig. 28). Nei thyratrons di potenza la funzione della griglia si riduce semplicemente a quella di innescare e disinnescare la scarica. Inoltre, in questi tubi la struttura meccanica della griglia deve fungere da schermo e da radiatore di calore tra catodo e anodo.

In fig. 29 abbiamo indicato alcune strutture che assumono le griglie nei thyratrons di potenza.

In molti impieghi il thyratron viene impiegato come raddrizzatore con controllo di griglia.

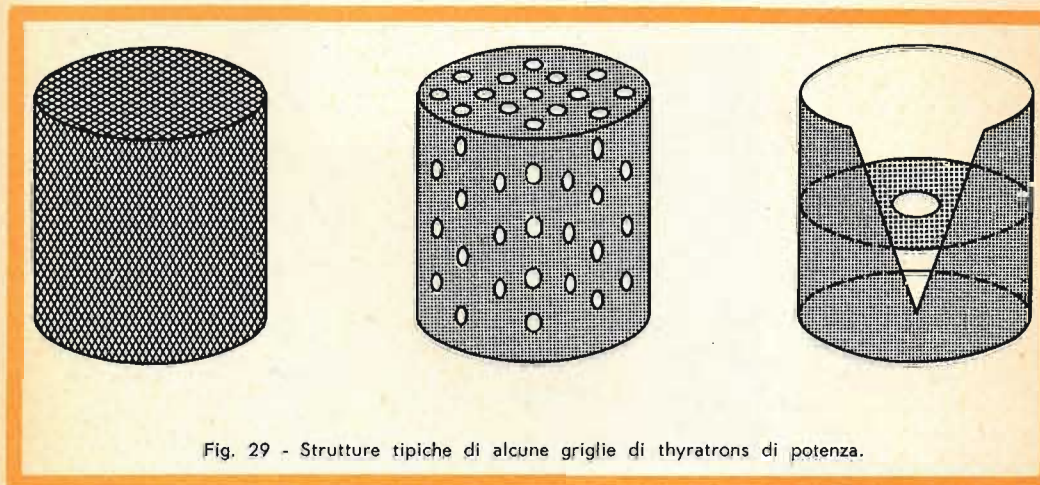
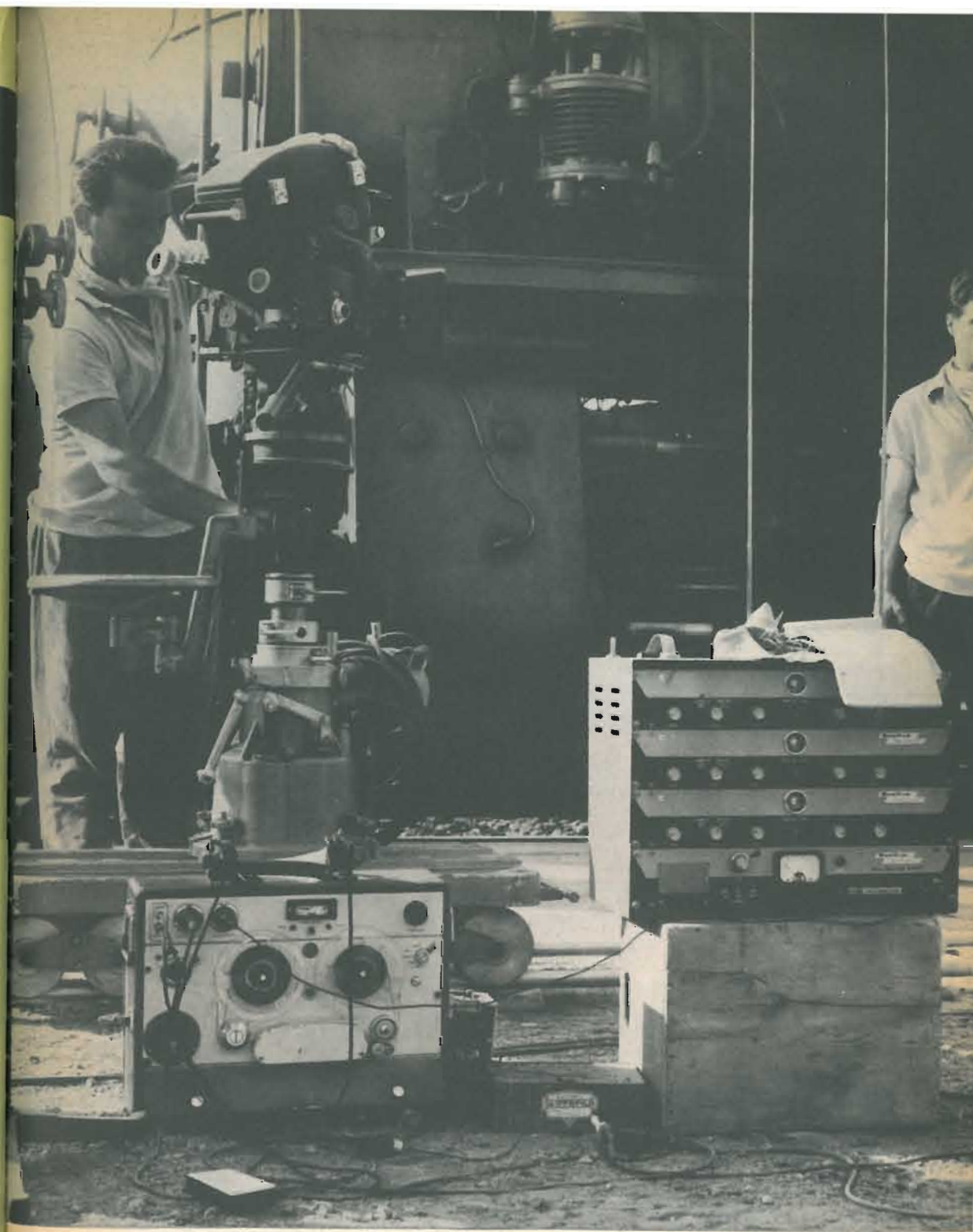
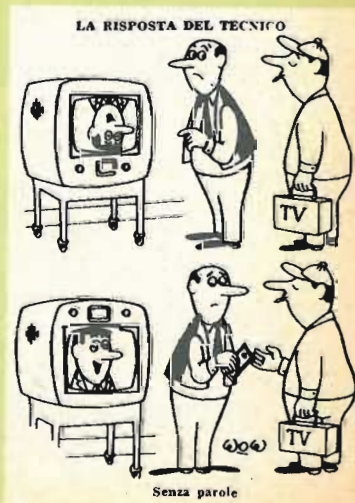



Fig. 29 - Strutture tipiche di alcune griglie di thyratrons di potenza.

Video risate

— Dev'essere al nono piano, Alfredo...!

Senza parole

L' ELETTRONICA AL SERVIZIO DELLA CINEMATOGRAFIA. SI NOTI NELLA FOTO GLI APPARATI ELETTRONICI IMPIEGATI PER GIRARE UN FILM CHE IN QUESTO CASO È "PELLE VIVA".

i lettori ci scrivono....

S. Ten. GIUSEPPE VOLPE - Via A. Columbo, 9 - Grummo Appula-Bari.

D. ..... gradirei conoscere le caratteristiche del transistore FIVRE 2N18F .....

R. *Le caratteristiche del transistore della Fivre 2N18FA sono le seguenti: C collettore-base (Vcb) = —25 V; V collettore-emettitore (Vce) = —25 V; V emettitore-base = —5V; I collettore (Ic) = —200 mA; Dissipazione a 25°C (Wc) = 180 mW; Temperatura di funzionamento (Ta) = —55/60°C.*
Amplificatore in classe B: V max di alimentazione (Ecc) = —12 V; Vu max (dist. 5%) (Pue) = 300 mW; Impedenza d'ingresso base-base (Ie= 150 mA) (hie) = 1,2 ÷ 4 kΩ; Min guadagno di potenza (100 mW) (Vcc= —12 V emettitore comune) (Ge) = 28 ÷ 34 dB.
I dati tecnici relativi ai tubi riceventi, cinescopi, transistori, tubi trasmittenti ed industriali, può richiederli direttamente alla FIVRE, servizio pubblicazioni tecniche, Via Guastalla, 2 Milano, che provvederà a spedirglieli contrassegno (Lire 550).
Il quarzo che deve applicare al radiotelefono, che non viene venduto dalla organizzazione GBC, se non riesce a trovarlo su piazza, lo richieda al SURPLUS MARKET, Via Zamboni 53, Bologna.

Signor MARCHIONI GIOVANNI - Via Sopramuro a Nolana, 11 - Napoli.

D. ..... Ho realizzato il progetto dell'oscillografo apparso sul n. 1 del 1961 della Sua Rivista, e, sebbene mi sia attenuto perfettamente allo schema elettrico di pag. 53, ed abbia seguito tutti i consigli dati nel corso dell'articolo, l'apparecchio non ha funzionato; anzi dopo qualche minuto che ho dato corrente, si è verificato una scarica all'interno del tubo a raggi catodici provocandone la bruciatura.
Convinto di aver commesso qualche errore, ho riesaminato più volte il circuito .....

R. *Effettivamente nell'eseguire lo schema di montaggio relativo l'oscillografo descritto sul n. 1/1961 di SELEZIONE TECNICA, il disegnatore è incorso in alcuni errori che però sono facilmente individuabili se si ricorre all'uso dello schema elettrico, riportato a pagina 53, ed al quale dovrà attenersi esclusivamente nell'eseguire i collegamenti fra i vari componenti. L'unico errore presente in quest'ultimo schema si riferisce al piedino n. 7 della valvola V1 il quale, oltre al condensatore C2, deve far capo al punto di incrocio fra le due resistenze R2 ed R4 la quale ultima ha lo scopo, come lei rileva, di fornire l'alta tensione alla griglia schermo di detta valvola.*
Inoltre non bisogna dimenticare che è buona norma per ogni buon montatore che si accinga alla costruzione di una data apparecchiatura, di controllare, a montaggio ultimato, i vari collegamenti valendosi dell'ausilio dello schema elettrico che è il solo che permette di sfuggire quei inevitabili errori ai quali si va incontro nel disegnare i così detti schemi di montaggio.

Sig. TONAZZINI F. - Castagnola di Sotto, 4 - Massa Carrara.

D. ..... Fra le diverse scatole di montaggio, tutte portate a buon fine, fra la meraviglia e l'ammirazione dei miei parenti ed amici ai quali erano destinate, mi sono trovato in imbarazzo sulla realizzazione della "SM/79" il cui apparecchio — montato scrupolosamente secondo i rispettivi schemi — elettrico e cablaggio — a lavoro finito, lasciando i potenziometri in una data posizione, funziona perfettamente, mentre azionandoli sia per diminuire, sia per aumentare i rispettivi volumi, fanno fuoriuscire un fischio che disturba notevolmente e compromette l'ascolto.
Ho provato a smontarlo tutto e rimontarlo di nuovo; ho fatto tutte le prove e controlli che la mia modesta capacità ed esperienza mi consentono senza però ottenere alcun miglioramento .....

R. *È noto come la controreazione abbia il compito di ridurre notevolmente la distorsione conseguente alla caratteristica non lineare delle valvole, ed in modo particolare dei pentodi, e che essa si ottenga prelevando all'uscita della valvola finale, parte del segnale ad audio frequenza che è in opposizione di fase rispetto al segnale presente all'entrata della stessa valvola.*

Qualora il segnale retrocesso non sia esattamente in opposizione di fase ma anzi concordi, anche in parte, con la fase presente all'entrata,, anzichè una controreazione si ottiene una reazione normale, positiva, che da luogo a delle auto oscillazioni.
L'anomalia da Lei riscontrata, a montaggio avvenuto dall'apparecchio SM/79, è per l'appunto dovuta al suddetto fenomeno, scomparirà quindi immediatamente invertendo i due terminali del secondario del trasformatore di uscita.
Tenga presente inoltre che l'argomento in questione è stato ampiamente trattato a pagina 83, n. 6/1960 di questa stessa Rivista.

Sig. URAS F. - Guamaggiore (Cagliari).

D. ..... In Selezione di Tecnica Radio-TV n. 3/4 e precisamente a pagina 235 è presentata la valvola PL500 finale di riga.
Desidererei chiederVi pertanto se detta valvola può essere sostituita al posto della PL36 modificando, naturalmente, i collegamenti allo zoccolo e precisamente in questo scorcio di circuito che Vi allego.
Dall'esamente dei dati tecnici della PL36 e di quella PL500 pare si adattino a vicenda ma prima di provare ho visto opportuno chiederVi il parere .....

R. *Il televisore al quale fa riferimento è stato progettato per funzionare con una valvola finale del tipo PL36. Dato che questo tipo di valvola assolve regolarmente al suo compito, tanto è vero che è usata anche in apparecchi di recente costruzione e si trova regolarmente in commercio, non è consigliabile la sua sostituzione con la PL500. Ciò infatti richiederebbe la sostituzione di alcuni componenti il circuito dato che, come avrà potuto osservare, le caratteristiche di funzionamento delle 2 valvole sono alquanto diverse ed inoltre sarebbe necessario apportare modifiche allo zoccolo.*
In relazione a quanto sopra la sostituzione da Lei proposta non ci sembra in questo caso vantaggiosa.

Sig. CAMPLONE SILVIO - Via Saline, 53 - Pescara P.N.

D. .... A pagina 764 del Vostro Bollettino Tecnico, dell'anno 1961 n. 6, ho trovato uno schemino a transistor che vorrei realizzare, la descrizione specialmente nella costruzione della bobina d'antenna parla del numero delle spire di 360 totali con filo litz (16 × 0,04).
Ora, non so se parla di 360 spire bobina a nido d'ape, oppure su tubo del diametro di 20 mm, che poi verrebbe fuori una bobina della lunghezza di 360 mm .....

R. *I dati relativi l'apparecchio a transistori descritto nel numero 6/1961 della rivista, sono perfettamente esatti, La bobina infatti deve essere avvolta sopra un supporto, con flange distanti fra loro 2 mm, avente un diametro esterno di 20 mm e quello interno di 12 mm. Il bastoncino di ferroxcube deve essere infilato nel supporto. Il numero delle spire è di 360 per il fatto che per l'accordo è usato un condensatore avente la capacità di soli 100 pF, la qualcosa consente una migliore sintonia alle frequenze alte. Nulla vieta di usare una bobina di serie, per transistori, naturalmente in questo caso il variabile dovrà essere scelto in modo che si adatti alle caratteristiche della bobina stessa.*

Sig. BASILE ANTONIO - Via S. Giovanni I.N.A.C., 17 Sapri (Salerno).

D. ..... Riguardo la scatola di montaggio SM/3368 desidero mi venga chiarito lo schema elettrico, se deve andare come è, oppure c'è qualche errore di stampa come per esempio la EF85 che presenta invertiti i numeri della 2ª e 3ª griglia ....

R. *Effettivamente nello schema elettrico relativo alla scatola di montaggio SM/3368 sono stati invertiti i numeri relativi alle griglie schermo G2 e la G3. La prima avrebbe dovuto essere indicata con il numero 8 e la seconda con il n. 9.*
Naturalmente a parte questo particolare lo schema elettrico è esatto.

Sig. DI BIASE CARMINE - Viale Colli Aminei, 55 - Napoli.

D. Sono interessato alla costruzione di un amplificatore a quattro stadi per protesi acustiche, il cui schema è stato da Voi pubblicato nel n. 2 del 1961 rubrica "Appuntamento col dilettante" pag. 235 fig. 8.
Vi prego farmi conoscere il tipo di microfono impiegato e la sua impedenza .....

R. *Il microfono da usare nell'amplificatore per protesi acustiche e di cui alla sua richiesta deve essere del tipo ELETTROMAGNETICO. La resistenza cc dovrà essere dell'ordine dei 200 ohm con una tolleranza del 20%, e l'impedenza a 1000 Hz di 1000 Ω. Detto microfono dovrà avere una sensibilità di almeno 0,2 mV/bar alla frequenza di 1000 ohm su di un ohm.*

PRODUZIONE "EICO"

Lire	Articolo

Preamplificatore stereofonico « EICO » mod. HF 85
Dati tecnici di un canale:
Risposta di frequenza:
± 0,3 dB da 5 a 200 kHz per più di 3 V d'uscita.
Sensibilità: (segnale di entrata per ottenere in uscita 2 V a 1000 Hz) p.u. magnetico = 1 mV, microfono = 1 mV, nastro magnetico = 0,5 mV, entrata ad alto livello = 0,17 V
Livello di rumore: p.u. magnetico = 60 dB, microfono = 60 dB, nastro magnetico = 50 dB, entrata ad alto livello = 75 dB.
I valori indicati sono per entrata a basso livello = 10 mV e per alto livello = 0,5 V.
0,02 % per uscita = 0,5 V, 0,03 % per uscita = 1 V, 0,04 % per uscita = 2 V, 0,07 % per uscita = 3 V, 0,11 % per uscita = 4 V, 0,17 % per uscita = 5 V.
Distorsione armonica: (20 ÷ 20000 Hz) 0,1 % per uscita = 3 V efficaci, 0,15 % per uscita = 5 V efficaci.
Controllo di tono: a 15 kHz e a 50 Hz = 15 dB
Equalizzazione: secondo gli standards
Impedenza di entrata: 1400 Ω
Impedenza di uscita: (All'amplificatore di potenza) 8000 Ω
Valvole impiegate: 5/12AX7 - 1/6X4
Dimensioni: 9 x 30 x 20,5 cm
Peso: 4,5 kg circa.

Lire	Articolo	
59.400	Z/480	★
39.300	SM/296	Scatola di montaggio

Preamplificatore e amplificatore stereofonico « EICO » mod. HF 81
Caratteristiche tecniche:
Potenza d'uscita: 28 W (14 + 14 W) indistorti. 56 W di picco.
Risposta di frequenza: ± 0,5 dB da 10 a 100000 Hz (per uscita 2 W).
Distorsione armonica: inferiore all'1 % da 30 a 10000 Hz (per uscita 8 + 8 W); inferiore all'1 % da 40 a 10000 Hz (per uscita 10 + 10 W); inferiore all'1 % da 50 a 5000 Hz (per uscita 14 + 14 W).
Sensibilità: pick-up magnetico 4 mV; nastro magnetico 2 mV; microfono 6 mV; sintonizzatori 0,5 V (per uscita 14 W).
Rumore: pick-up magnetico 60 dB; nastro magnetico 51 dB; microfono 57 dB; sintonizzatori 75 dB (per uscita 14 W).
Controllo di tono: ± 15 dB da 50 a 10000 Hz.
Impedenza d'uscita: 4, 8, 16, 32 Ω.
Valvole impiegate: 4/ECC83 - 2/ECC82 4/EL84 - 2/EZ81.
Dimensioni: 37,5 x 12 x 10 cm
Peso: 10,5 kg circa

Lire	Articolo	
100.500	Z/482	★
68.500	SM/292	Scatola di montaggio

Gian Bruto Castelfranchi

Articolo	Lire

Amplificatore 12 W « EICO » mod. HF 12
Caratteristiche tecniche:
Potenza d'uscita: 12 W indistorti, 25 di picco.
Risposta di frequenza: per 1 W di uscita - ± 0,5 dB da 12 a 75000 Hz; per 12 W d'uscita - ± 0,5 dB da 25 a 20000 Hz.
Distorsione armonica: a 20 Hz: per 4,2 W d'uscita 2 %; per 2,5 W d'uscita 0,5 %
Distorsione armonica: a 30 Hz:per 11 W d'uscita 2 %; per 6,3 W d'uscita 0,3 %
Distorsione armonica: a 2000 Hz: per 12 W d'uscita 0,5 %
Distorsione armonica: a 10000 Hz: per 10 W d'uscita 1 %; per 6 W d'uscita 0,5 %
Margine di stabilità: 12 dB.
Impedenza d'uscita: 4, 8, 16 Ω.
Sensibilità: p.u. magnetico 5 mV, nastro magnetico 2 mV, sintonizzatore 0,5 V (per potenza d'uscita 12 W).
Rumore: pick-up magnetico 60 dB; nastro magnetico 50 dB, sintonizzatore 75 dB (per potenza d'uscita 12 W).
Controllo di tono: a 10000 Hz ± 13 dB, a 50 Hz ± 16 dB.
Valvole impiegate: 3/ECC83 - 2/EL84 - 1/EZ81.
Dimensioni: 0 x 30 x 20,5 cm
Peso: 5,5 kg circa

	Articolo	Lire
★	Z/484	50.500
Scatola di montaggio	SM/268	34.300

Amplificatore 20 W « EICO » - mod. HF 20
Caratteristiche tecniche:
Potenza d'uscita:
20 W indistorti, 34 W di picco.
Distorsione armonica:
circa 1 % da 20 a 20000 Hz (1 dB per 20 W d'uscita).
Risposta di frequenza:
± 0,5 dB da 15 a 30000 Hz per ogni livello d'uscita, da 1 mW sino a 20 W.
Risposta all'onda quadra:
praticamente lineare da 20 a 20000 Hz.
Stabilità termica: 7.
Margine di stabilità: 12 dB.
Sensibilità:
pick-up magnetico: 4 mV per uscita 20 W; sintonizzatore, nastro magnetico: 0,4 V.
Rumore:
pick-up magnetico: 60 dB a 20 W d'uscita, sintonizzatore: 75 dB.
Controllo di tono:
± 15 dB a 50 Hz, ± 15 dB a 10000 Hz.
Equalizzazione: secondo gli standards.
Impedenza d'uscita: 4, 8, 16 Ω.
Valvole impiegate:
2/12AX7 - 2/12AU7 - 2/6L6GB - 1/5U4GB.
Dimensioni: 21 x 37,5 x 25 cm
Peso: 11 kg circa

	Articolo	Lire
★	Z/486	73.100
Scatola di montaggio	SM/272	49.100

Gian Bruto Castelfranchi

Lire	Articolo	
55.500	Z/488	**Amplificatore stereo « EICO » mod. AF 4** Caratteristiche tecniche: Distorsione armonica: per uscita 2 W: inferiore a 0,3 % da 100 a 20000 Hz; 0,6 % a 50 Hz; 1,3 % a 30 Hz Distorsione armonica: per uscita 4 W: inferiore a 1 % da 100 a 10000 Hz; 2,8 % a 50 Hz. Distorsione armonica: per uscita 8 W inferiore a 3 % da 200 a 5000 Hz. Risposta di frequenza: ± 0,5 dB da 30 a 20000 Hz (per uscita 2 W). Margine di stabilità: 5 dB. Stabilità termica: - 9 Controllo tono: toni alti: superiore a 9 dB con taglio a 10000 Hz; toni bassi: superiore a 8 dB con taglio a 50 Hz. Sensibilità: pick-up ceramico - 0,26 V; pick-up a cristallo, sintonizzatore AM - FM - multiplex, nastro magnetico = 0,1 V (per uscita 4 + 4 W). Impedenza d'entrata: 1 ÷ 2 MΩ Rumore: 74 dB per piena potenza d'uscita. Impedenza d'uscita: 4, 8, 16, 32 Ω. Valvole impiegate: 2/12DW7 - 2/EL84 - 1/EZ81. Dimensioni: 9 x 30 x 20,5 cm Peso: 5,5 kg circa ★
35.500	SM/256	Scatola di montaggio
68.500	Z/490	**Amplificatore stereo di potenza 28 W « EICO » mod. HF 86** Caratteristiche tecniche: Uscita di potenza: 28 W (due amplificatori da 14 W), potenza di picco 56 W. 1,5 % a 28 W (14 + 14 W), 0,5 % 10 W (5 + 5 W), 0,3 % a 4 W (2 + 2 W) Distorsione armonica: per 16 W (8 + 8 W) inferiore a 1 % da 30 a 15000 Hz, per 20 W (10 + 10 W) inferiore a 1 % da 40 a 15000 Hz, per 28 W (14 + 14 W) inferiore al 2 % da 40 a 15000 Hz e all'1 % da 50 a 7000 Hz. Distorsione a 20 Hz = 3 % Risposta di frequenza: per uscita 2 W (1 + 1 W) ± 0,5 dB da 10 a 100000 Hz Margine di stabilità 15 dB Sensibilità: 1,15 V per uscita 14 W Livello di rumore: 90 dB Comandi: livello canale 1, livello canale 2, commutazione amplificatori, interruttore di accensione. Impedenza d'uscita 4, 8, 16, 32 Ω Valvole impiegate: 2/12DW7 - 4/EL84 - 2/EZ81 Dimensioni: 12,5 x 34 x 22,5 cm Peso: 7 kg circa ★
43.100	SM/298	Scatola di montaggio

	Articolo	Lire
Amplificatore stereofonico 40 W - « EICO » mod. ST 40 L'ST 40 è un amplificatore stereofonico studiato per ottenere un altissimo rapporto di amplificazione su tutta la gamma di frequenze udibili. Caratteristiche tecniche: Potenza d'uscita: 40 W (20 + 20), 80 W di picco. Distorsione d'intermodulazione: 1 % per 40 W di uscita. Distorsione armonica: inferiore all'1 % da 40 a 20000 Hz, 1 dB a 40 W. Risposta di frequenza: (1 + 1 W) ± 1 dB da 12 a 25000 Hz. Margine di stabilità: 11 dB Stabilità termica: 11 Sensibilità: (per uscita 20 W pick-up magnetico 3 mV, nastro magnetico 1,75 mV, sintonizzatore 0,36 V. Livello di rumore: (per uscita 20 W) pick-up magnetico 63 dB, nastro magnetico 54 dB, sintonizzatore 78 dB. Controllo di tono: ± 15 dB a 50 e a 10000 Hz. Impedenza d'uscita: 4, 8, 16 Ω Valvole impiegate: 2/12AX7 - 4/12DW7 - 4/7591 - 1/GZ34. Dimensioni: 13 x 39 x 33 cm ★	Z/492	118.600
Scatola di montaggio	SM/282	78.300
Amplificatore - Modulatore pilota - « EICO » mod. 730 Amplificatore per bassa frequenza di 50 W di uscita, con circuito contro fase di EL 34; L'Eico 730 è stato studiato appositamente per essere impiegato come modulatore pilota di trasmettitori radiantistici. Caratteristiche tecniche: Potenza d'uscita: 50 W Impedenza d'uscita: da 500 a 10000 Ω Ingressi: a basso livello, per microfoni a cristallo o dinamici ad alta impedenza; ad alto livello, per pick-up magnetici o altro a bassa impedenza. Valvole impiegate: 1/ECC83 - 1/6AL5 - 1/6AN8 - 2/EL34 - 1/EM84 - 1/GZ34. Dimensioni: 15 x 35 x 20 cm Peso: 9,5 kg circa ★	Z/494	73.100
Scatola di montaggio	SM/188	49.100

Lire	Articolo	
		Sintonizzatore AM/FM « EICO » mod. HFT 92 Ricezione monoaurale FM Ricezione monoaurale AM Ricezione stereo FM/Multiplex con adattatore MX99. Caratteristiche tecniche: **Sezione AM** Sensibilità: 20 µV per uscita 0,8 V - 15 dB Selettività (larghezza di bnda MF): 8 kHz a 6 dB Antenna: interna in ferrite, e presa per antenna esterna. Risposta di frequenza: 20 ÷ 5000 Hz ± 3 dB Livello di Rumore: inferiore a 60 dB per uscita 1 V Uscita: 0,8 V con segnale d'entrata di 20 µV modulato al 30 % Campo di frequenze: 540 ÷ 1650 kHz Distorsione armonica totale: inferiore al 2 % per modulazione al 70 % **Sezione FM** Sensibilità: 1,5 µV per uscita 20 dB 2,5 µV per uscita 30 dB 20 µV per uscita piena potenza Entrata: 300 ohm, bilanciata Risposta di frequenza: lineare da 20 a 20000 Hz (± 1 dB) Larghezza di Banda della media frequenza: 260 kHz - attenuazione bande laterali 6 dB Caratteristiche del rivelatore: larghezza di banda 400 kHz, picchi di separazione a 600 kHz; il rivelatore a rapporto è preceduto da uno stadio limitatore stabilizzato. Irradiazione: Gruppo oscillatore completamente schermato: irradiazione largamente inferiore agli stands di collaudo. Uscite: 2 uscite, ad inseguitore catodico e multiplex. L'uscita catodica permette un collegamento all'amplificatore lungo sino a 60 metri. Con un'entrata di 20 µV con deviazione di 75 kHz, si ottiene un'uscita audio di 1 volt. Livello di Rumore: Inferiore a 60 dB per uscita 1 volt. Valvole impiegate: 1/ECC85-6AQ8. amplificatore RF e convertitore 2/6AU6 - amplificatore Media Frequenza 1/6AU6 - amplificatore MF e limitatore 1/6AL5 - rivelatore a rapporto 1/DM70 - indicatore di sintonia 1/6C4 - Uscita ad inseguitore catodico 1/6X4 - Rettificazione ad onda intiera Dimensioni: 9 x 30 x 20,5 cm
81.100	Z/496	Peso: 8 kg circa ★
54.700	SM/306	Scatola di montaggio

	Articolo	Lire
Sintonizzatore FM « EICO » mod. HFT 90 Caratteristiche tecniche: Sensibilità: 1,5 µV per uscita 20 dB 2,5 µV per uscita 30 dB 25 µV per uscita piena potenza Entrata: 300 Ω, bilanciata Risposta di frequenza: lineare da 20 a 20000 Hz (± 1 dB). Larghezza di banda della media frequenza: 260 kHz - attenuazione bande laterali 6 dB. Caratteristiche del rivelatore: larghezza di banda 400 kHz, picchi di separazione a 600 kHz; Valvole impiegate: 1/ECC85-6AQ8 - Dimensioni: 9 x 30 x 20,5 cm		
Peso: 4,5 kg circa ★	Z/498	56.400
Scatola di montaggio	SM/304	36.500
Sintonizzatore FM - AM stereo - « EICO » - mod. ST 96 Comprende due distinti sintonizzatori per modulazione d'ampiezza e di frequenza: in ascolto FM è possibile la ricezione stereofonica con adattatore MX 99, mentre il canale AM è un vero e proprio ricevitore stereofonico con banda passante di 18 kHz. Caratteristiche tecniche: **Sezione FM** Sensibilità: 1,5 µV per uscita 20 dB. Selettività: banda passante di media frequenza 250 kHz. Risposta di frequenza: ± 1 dB, da 20 a 15000 Hz. Gamma di frequenza: da 87,5 a 108,5 MHz Livello di uscita: 2,5 V per modulazione 100 %. **Sezione AM** Sensibilità: 3 µV per uscita 1 V a 20 dB. Selettività: banda passante di media frequenza commutabile da 9 a 18 kHz. Risposta di frequenza: da 20 a 3500 Hz e da 20 a 9000 Hz. Livello di rumore: 60 dB per piena potenza di uscita. Gamma di frequenze: da 540 a 1650kHz. Livello di uscita: 1 V Valvole impiegate: 1/ECC85 - 3/6AU6 - 1/6AL5 - 1/12AU7 - 1/DM70, per la sezione FM 2/6BA6 - 1/6BE6 - 1/12AU7 - 1 diodo al germanio - 1/DM70 - 1/EZ80, per la sezione AM.		
Dimensioni: 13 x 39 x 33 cm ★	Z/500	121.900
Scatola di montaggio	SM/310	90.100

Lire | Articolo

Trasmettitore 60 W - « EICO » - mod. 723
Copre la banda dilettantistica da 10 a 80 m con una potenza d'uscita di 60 W.
Il circuito oscillatore, di tipo Colpitts, impiega una 6CL6, mentre lo stadio finale di potenza impiega una 6DQ6B in circuito neutralizzato.
Con modulazione esterna di placca è possibile trasmettere in modulazione d'ampiezza con potenza superiore a 50 W; l'apparecchiatura, di concezioni professionali, è completamente schermata e di linea assolutamente professionale.
Caratteristiche tecniche:
Potenza 60 W grafia con modulazione esterna di placca 50 W in fonia AM.
Impedenza d'uscita: 50 ÷ 1000 Ω
Gamme di trasmissione: 80, 40, 20, 15, 10 m, commutabili esternamente con selettore.
Funzionamento: con cristallo interno, con VFO esterno, con modulazione esterna.
Valvole impiegate: 1/6DQ6B - 1/6CL6 - 1/GZ34.
Dimensioni: 15 x 21 x 28 cm
Peso: 6,5 kg circa
★

73.100 Z/502

Scatola di montaggio — 49.100 SM/186

Trasmettitore 90 W - « EICO » - mod. 720
Le eccezionali caratteristiche di stabilità ed alta efficenza fanno di questo trasmettitore lo strumento indispensabile anche per stazioni trasmittenti con esigenze professionali.
Copre la banda dilettantistica da 10 a 80 m con una potenza d'uscita di 90 W; con modulatore Eico mod. 730 è possibile effettuare trasmissioni in modulazione d'ampiezza con potenza irradiata superiore a 65 W fonia
L'impedenza di uscita è variabile da 50 a 1000 Ω.
Caratteristiche tecniche:
Potenza: 90 W grafia con modulazione esterna di placca: 65 W in fonia AM.
Impedenza d'uscita: 50 ÷ 1000 Ω
Gamme di trasmissione: 80, 40, 20, 15, 11, 10 m commutabili esternamente con selettore.
Funzionamento: con cristallo interno o esterno con VFO esterno, con modulazione esterna.
Valvole impiegate: 1/6146 - 1/6CL6 - 2/6AQ5 - 1/GZ34.
Dimensioni: 37,5 x 12,5 x 22,5 cm
Peso: 12 kg circa
★

109.600 Z/504

Scatola di montaggio — 78.300 SM/182

Articolo | Lire

Voltmetro elettronico « EICO » - mod. 232
Indispensabile per tutte le misure TV - FM - AM ed elettroniche in genere, per le quali sia richiesta un'elevata precisione di lettura.
Caratteristiche tecniche
Misura di tensioni tra picco-picco c.a.:
4 - 14 - 42 - 140 - 420 - 1400 - 4200
Misura di tensioni efficaci CA:
1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V
Misura di tensioni continue:
1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 V
(con possibilità di misura sino a 30 kV con probe per alta tensione)
Risposta di frequenza: da 30 Hz a 3 MHz (con possibilità di misura sino a 250 MHz con probe per alta frequenza)
Ohmmetro: da 0,2 Ω a 1000 MΩ in sette portate
Valvole impiegate: 12AU7 - 6AL5 - raddrizzatore al selenio
Batteria: 1,5 V
Dimensioni: 17,5 x 12,5 x 10 cm
Peso: 3,2 kg circa
★

T/674 45.800

Scatola di montaggio — SM/112 29.500

Voltmetro elettronico « EICO » - mod. 249
Caratteristiche d'impiego e di funzionamento come il modello 232. Unica variante è la scala di lettura ampliata.; l'apparecchio infatti monta uno strumento di cm 18,5 di lato.
Dimensioni: 21 x 32,5 x 12,5 cm
Peso: 4 kg circa
★

T/676 54.800

Scatola di montaggio — SM/114 39.300

Voltmetro elettronico « EICO » - mod. 222

Misure dirette di tensioni alternate e continue, e di resistenze con alta precisione, ampia scala di lettura (larghezza strumento cm 11).
Insuperabile per rilievo di segnali, allineamenti, misure di resistenze e tensioni in televisione, radio AM/FM.

Caratteristiche tecniche
Tensioni continue
Campi di misura: 3 - 15 - 75 - 300 - 1500 V (con possibilità di misure sino a 30 kV con probe per alta tensione)
Impedenza d'ingresso: 11 MΩ
Precisione: ± 3 %

Tensioni alternate
Campi di misura: 3 - 15 - 75 - 300 - 1500 V
Impedenza d'ingresso: 1 MΩ
Precisione: ± 5 %
Risposta di frequenza: da 30 Hz a 3 MHz (con possibilità di misure sino a 250 MHz con probe per alta frequenza)
Con probe apposito si possono effettuare, sulla scala cc, misure di tensioni alternate picco-picco
Misura di resistenze: da 0,2 Ω a 100 MΩ in 5 portate
Valvole impiegate: 12AU7 - 6AL5
Batteria: 1,5 V
Dimensioni: 21 x 14 x 17,5 cm
Peso: 3 kg circa
★
Scatola di montaggio

Lire	Articolo
39.700	T/678
27.500	SM/110

Voltmetro elettronico « EICO » - mod. 214

Misure dirette di tensioni alternate e continue, decibels e resistenze.
Alta precisione di lettura per impiego in Radio, TV ed elettronica in generale.

Caratteristiche tecniche
Tensioni continue: 5-10-100-500-1000 V (con possibilità di misura sino a 30 kV con probe per alta tensione)
Impedenza d'ingresso: 25 MΩ
Tolleranza: ± 3 %
Tensioni alternate: 5-10-100-500-1000 V
Impedenza d'ingresso: 3 MΩ
Tolleranza: ± 5 %
Risposta di frequenza: 20 ÷ 200.000 Hz (con possibilità di misura sino a 250 MHz con probe per alta frequenza)
Valvole impiegate: 6H6 - 6SN7 - 6X5
Batteria: 1,5 V tipo per flash
Dimensioni: 22,5 x 33 x 15 cm
Pesi: 5 kg circa
★
Scatola di montaggio

Lire	Articolo
50.300	T/680
34.300	SM/106

Oscillografo 5" « EICO » - mod. 460

Ideale per servizio assistenza TV, bianco e nero e a colori; elettronica scientifica e industriale.
Banda passante estesa fino a 4 MHz per permettere l'osservazione di segnali a 3,58 MHz, caratteristiche dei televisori a colori.
Riproduzione perfetta di onda quadra attraverso gli amplificatori di deflessione a corrente continua.

Caratteristiche tecniche
Amplificatore verticale
Banda di frequenza: CC ÷ 4,5 MHz ± 1 dB a 10 MHz 10 dB
Sensibilità: 1 mV per mm
Tempo di salita: inferiore a 60 mμ s.
Entrata: diretta o capacitativa
Attenuatore: fattore di attenuazione (con compensazione di frequenza) 1-10-100-1000
Impedenza d'entrata: 3 MΩ con 35 pF
Centraggio: istantaneo della traccia

Amplificatore orizzontale
Risposta di frequenza: 1 ÷ 400.000 Hz
Sensibilità: 24 mV efficaci per mm
Impedenza d'entrata: 5 MΩ con 35 pF (a 1000 Hz)
Attenuatore: bassa impedenza, tipo ad uscita catodica
Centraggio: spostamento dello spot sino a 2 volte la larghezza dello schermo, per un esame dettagliato dell'oscillogramma
Altre caratteristiche: controllo luminosità, uscita a dente di sega, segnale campione a 60 Hz, sincronismo esterno
Generatore della base dei tempi: 10 ÷ 100.000 Hz - possibilità di espansione delle frequenze basse inserendo condensatori in un apposito jack.
Filtro di schermo: in plexiglas con illuminazione regolabile.
Reticolo: disegnato secondo lo standard del rilievo fotografico.
Valvole impiegate: 5UP1 - 2/6AU8 - 2/6CB6 12AU7 - 2/6J6 - 6AX5 - 1V2
Asse Z: impedenza circa 0,1 Ω. Con 3 V circa si ottiene lo spegnimento del fascio.
Calibrazione: con tensione sinusoidale di 400 mV picco picco a 60 Hz, per misure di tensione rapporto 100.000/1
Tensione a dente di sega: 3,5 V picco picco con la stessa frequenza del generatore orizzontale
Sincronismo: automatico
Impedenza: 300 Ω
Dimensioni: 37 x 21 x 42 cm
Peso: 15 kg circa
★
Scatola di montaggio

Articolo	Lire
T/682	126.600
SM/142	78.300

Lire	Articolo
73.100	T/684
47.700	SM/140

Oscillografo 5" « EICO » - mod. 425

L'« EICO » 425 è un oscillografo di prestazioni superiori, studiato per l'esame di onde sinusoidali e di ogni fenomeno elettrico o elettronico. In generale presenta un'alta sensibilità, stabilità e linearità di riproduzione. La costruzione meccanica è particolarmente robusta per permettere di usare lo apparecchio sia in laboratorio che in servizio tecnico di assistenza volante.
Indispensabile ad ogni laboratorio di misura o complesso industriale di produzione.

Caratteristiche tecniche
Tubo a raggi catodici da 5"
Stadi finali in controfase sia orizzontali che verticali, per una deflessione bilanciata
Larga banda e alta sensibilità per impieghi TV
Amplificazione stabile e lineare
Doppi controlli potenziometrici di posizione orizzontale e verticale
Ingresso asse Z (modulazione dello Spot)
Segnale campione in CA di 6,3 V
Possibilità di collegarsi direttamente alle placche di deflessione del tubo
Sincronizzazione interna ed esterna
Tempo di ritorno della traccia molto ridotto
Chassis particolarmente robusto
Ventilazione forzata interna
Trasformatore d'alimentazione per isolare lo strumento dalla rete elettrica
Scala di lettura calibrata
Disponibili « probe » di misura AF e AT

Amplificatore verticale

Risposta di frequenza: 5 ÷ 500.000 Hz
lineare, praticamente sino a 2,5 MHz
Sensibilità: da 2 a 40 mV eff. per mm
Impedenza d'entrata: 1 MΩ

Amplificatore orizzontale

Risposta di frequenza: 5 ÷ 500.000 Hz
Sensibilità: da 2 a 60 mV eff. per mm
Impedenza d'entrata: 1 MΩ

Generatore dalla base dei tempi:

Mutivibratore con escursione di frequenze da 15 a 75.000 Hz
Valvole impiegate: 2/5Y5 - 2/6J5 - 3/6SN7
tubo da 5" a raggi catodici
Dimensioni: 22 x 43 x 32 cm
Peso: 11 kg circa

★

Scatola di montaggio

Articolo	Lire
T/686	109.600
SM/136	68.500

Generatore Sweep - Marker « EICO » - mod. 368

Cinque gamme di frequenza commutabili permettono un'escursione di frequenza da 3 MHz a 216 MHz.
due gamme di frequenza Marker più 1 in 3ª armonica
Gamma 1 = 5 ÷ 18 MHz
» 2 = 18 ÷ 75 »
» 3 = 54 ÷ 225 » (3ª armonica)
Cristallo di quarzo a 4,5 MHz con possibilità di inserire direttamente sul pannello altri valori.
Uscita Marker miscelabile per osservazione oscillografica fino a 3 tracce sovrapposte.
Attenuatore con controllo continuo e a scatti di 4 decadi
Blanking per l'eliminazione del ritorno di traccia.
Controllo di fase per allineamento preciso dei circuiti in esame.
Ampiezza di spazzolamento compresa tra 0 e 3 MHz per la gamma bassa, tra 0 e 30 MHz per la gamma alta
Impedenza d'uscita: 50 Ω
Valvole impiegate: 12AV7 - 12AT7 - 12AX7 6AU6 - 12B4 - 6X4 - rettificatore al selenio
Dimensioni: 22 x 34 x 19 cm
Peso: 8 kg circa

★

Scatola di montaggio

Articolo	Lire
T/688	45.800
SM/180	29.500

Grid Dip Meter « EICO » - mod. 710

Campo di frequenza: 0,4 ÷ 250 MHz, in 8 commutazioni di bobine
Strumento impiegato: microamperometro, 500 μA fondo scala
Bobine intercambiabili: avvolte su supporto di polistirolo.
Circuito elettrico: di elevata stabilità, con corrente di griglia costante per ogni frequenza di oscillazione.
Sintonia: con condensatore variabile rapporto aperto/chiuso = 1/7.
Valvola impiegata: tipo 6AF4 A, montata in un oscillatore di tipo Colpitts, più raddrizzatore al selenio.
Scala: rotativa con angolo di 340° valido per tutte le letture: illuminazione con lampadina a 6,3 V.
Dimensioni: 5,7 x 6,5 x 17,5 cm
Peso: 1,3 kg circa

★

Scatola di montaggio

G B C TELETRASMETTE

L'attività sportiva della GBC è in continua espansione. La più recente iniziativa consiste nel lancio di una forte squadra di base-ball militante in Serie A del campionato italiano.

La squadra, al suo esordio nel massimo torneo, ha già rivelato qualità atletiche ed agonistiche d'eccezione, offrendo ai dirigenti ed ai sostenitori la speranza di un piazzamento più che onorevole.

Delle doti di questa squadra è testimonianza il fatto che alcuni suoi elementi sono stati chiamati a difendere l'Italia nei campionati europei in Olanda.

Nel settore pugilistico la GBC è sempre in primo piano: il campione d'Europa Burruni ha fatto sfumare le velleità del pur forte Ben Alì, sfidante ufficiale, battendolo nettamente ai punti a Sant Vincent. E una menzione d'onore deve essere tributata al pugile Manca, che ha sostenuto con bravura l'impeto del quasi leggendario Loi, cedendo con molto onore di fronte a tanto avversario.

L'essere stato designato dalla Federazione Pugilistica Europea come sfidante ufficiale del Campione è, in ogni caso, un riconoscimento di elevata capacità, ben riposto, che non può non mitigare, almeno sul piano morale, la sorte avversa del bravo Manca.

Per finire, in campo ciclistico la GBC ha in preparazione, per la stagione prossima, una forte squadra di giovani.

Lo scopo mediato è il sostenimento dell'appassionante ciclo-cross, a quello immediato (almeno, questa è la speranza dei dirigenti la GBC sportiva) è la ricerca, fra i giovani, di un atleta in possesso di qualità da campione, onde portarlo ai fasti delle vittorie e concedere all'anziano Severini, sostituendolo, un meritato riposo dopo tanti allori.

VALVOLE PER TUTTI

A PREZZI ECCEZIONALI

PRIMA QUALITÀ

MASSIMA GARANZIA

OFFERTA SPECIALE

Valvole americane				
	1AJ5 G.E. **1100**	1V6 G.E. **1250**	3BC5 G.E. **800**	4AU6 G.E. **750**
	1AX2 G.E. **950**	2EN5 G.E. **800**	3BN4 G.E. **850**	4BA6 G.E. **750**
	1H2 G.E. **1200**	3A5 G.E. **1250**	3BY6 G.E. **850**	4BC8 G.E. **1400**
1AD4 G.E. **2200**	1J3 G.E. **850**	3AF4 G.E. **1520**	3CB6 G.E. **800**	4BS8 G.E. **1250**
1AE4 G.E. **3900**	1LH4 G.E. **950**	3AL5 G.E. **700**	3CE5 G.E. **800**	4BU8 G.E. **950**
1AF5 G.E. **550**	1S4 G.E. **950**	3AV6 G.E. **650**	3DK6 G.E. **850**	4BZ6 G.E. **750**
1AH4 G.E **950**	1U6 G.E. **1000**	3B4 G.E. **2300**	3DT6 G.E. **700**	4CB6 G.E. **800**

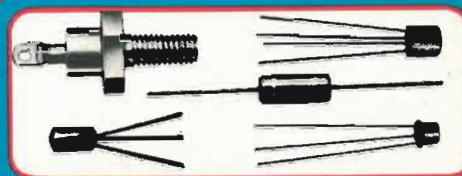
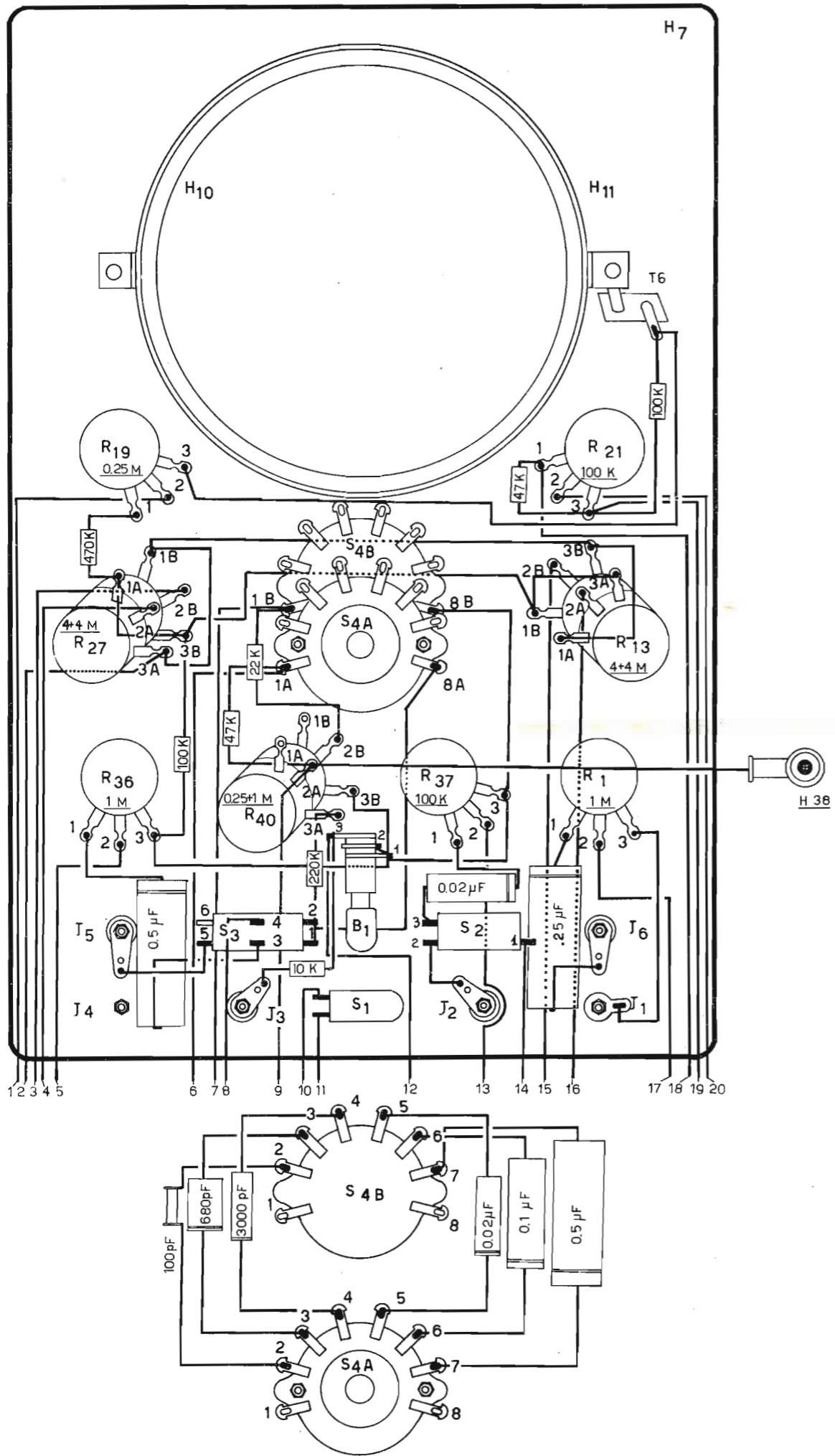
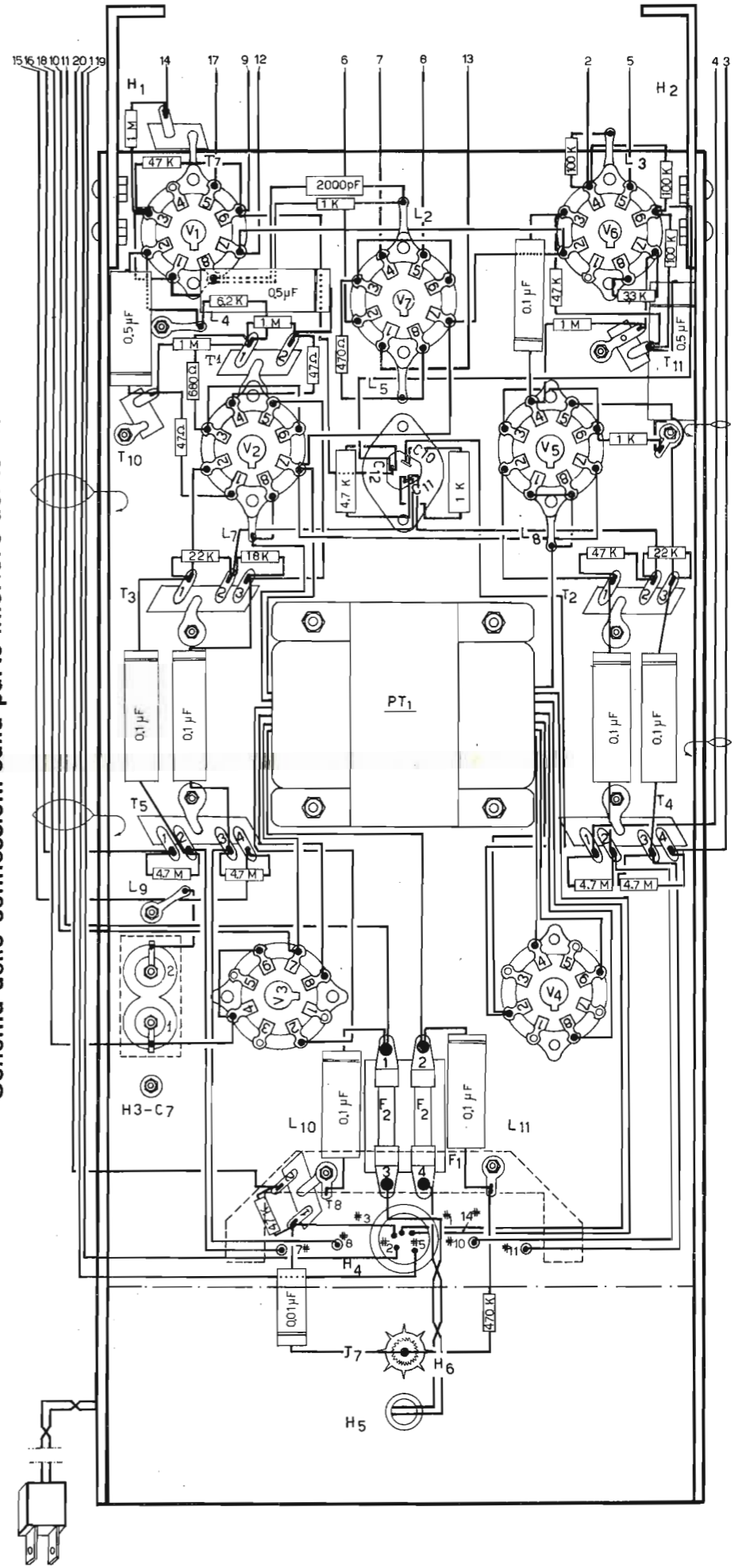
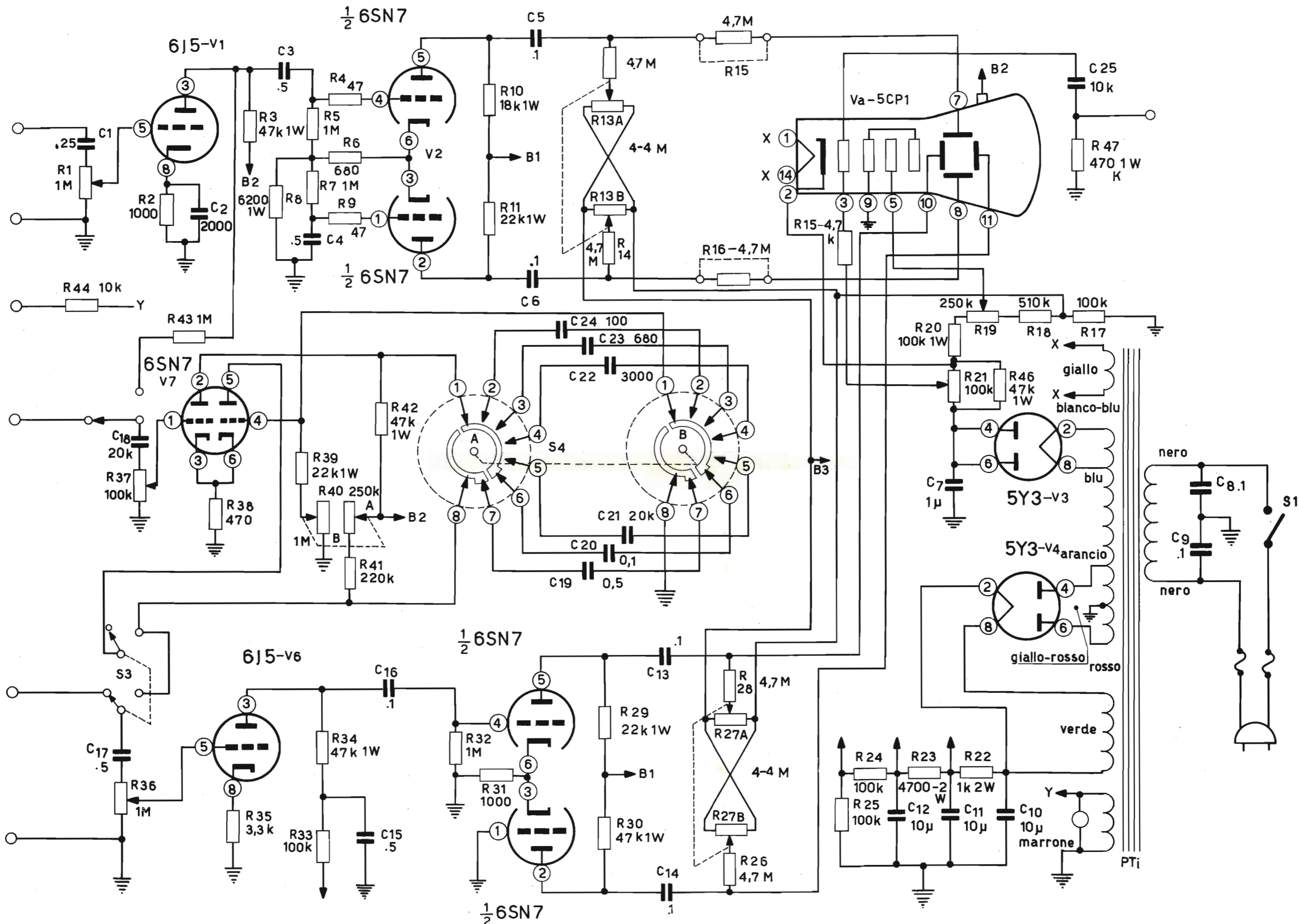
Al fine di favorire tecnici e riparatori la G.B.C. offre la possibilità di una vasta scelta di valvole di prima qualità a prezzi veramente interessanti e con una garanzia di 6 mesi.

I prezzi indicati si intendono netti da ogni sconto.

Valvole americane						Valvole europee			
		6CA7 G.E.	1000	8CN7 G.E.	900			E424N	700
		6CF6 G.E.	850	8CS7 G.E.	950			DL651	1700
		6CG8 G.E.	1000	10C8 G.E.	1300			DL68	850
4CY5 G.E.	900	6CH6 G.E.	1100	12AH8 G.E.	1150	EFM11	1400	DL21	1300
4DE6 G.E.	950	6CM6 G.E.	900	12AY7 G.E.	2200	ACH1	1200	DL41	1200
4DT6 G.E.	700	6CM7 G.E.	950	12BK5 G.E.	1100	AK1	1100	DL63	850
4EW6 G.E.	850	6CM8 G.E.	1250	12BL6 G.E.	750	EL11	750	DK40	1400
5AQ5 G.E.	800	6CR6 G.E.	850	12BR7 G.E.	900	EL13	1400	DK21	1750
5AS8 G.E.	1100	6CS6 G.E.	750	12BV7 G.E.	1000	EL60	2400	DCH11	1800
5B8	1300	6CS7 G.E.	1000	12CX6 G.E.	800	EM71	750	DF21	1500
5BE8	1150	6CU6 G.E.	1300	12DB5 G.E.	950	EZ11	900	DF67	850
5BR8 G.E.	1100	6CY5 G.E.	950	12DV7 G.E.	1000	EZ35	600	DF651	1700
5BT8 G.E.	1150	6DE4 G.E.	1000	12DV8 G.E.	1100	GZ41	500	DF906	700
5BW8 G.E.	1100	6DG6 G.E.	900	12F5 G.E.	850	UB42	800	EF804	850
5CQ8 G.E.	1150	6DJ8 G.E.	1400	12FM6 G.E.	700	UBF11	1100	EFMI	1750
5DH8 G.E.	1250	6DS5 G.E.	950	12FQ8 G.E.	1300	UBF15	1550	EF804S	2050
5EA8 G.E.	1050	6DT5 G.E.	1100	12FR8 G.E.	2300	UBL1	1150	EK90	400
5EU8 G.E.	950	6DT6 G.E.	800	12FX8 G.E.	2100	UBL3	1800	AL5	1400
5T8 G.E.	1100	6EB8 G.E.	1200	12SC7 G.E.	1000	UBL21	1350	EBC11	800
5U8 G.E.	1150	6EM5 G.E.	1050	14Q7 G.E.	1250	UCF12	1600	EBF11	880
6AR8 G.E.	1400	6F14 G.E.	700	17AX4 G.E.	850	UCH4	1200	EBF15	1250
6AU8 G.E.	1100	6FM8 G.E.	1100	17D4 G.E.	850	UCH5	1400	EBF32	1100
6AX8 G.E.	1100	6GH8 G.E.	1100	17QL6 G.E.	350	UCH11	1000	EBL21	1350
6AZ8 G.E.	1300	6J4 G.E.	3200	18DZ8 G.E.	1250	UCH43	1300	ECC35	750
6BA7 G.E.	1000	6J6 G.E.	950	19BG6 G.E.	2000	UCL11	1750	ECF1	1250
6BA6 G.E.	1200	6SD7 G.E.	1250	25Z6 G.E.	600	UF5	800	ECF12	1200
6BD6 G.E.	850	6BC5 G.E.	800	35B5 G.E.	850	UF9	1050	ECH11	800
6BF6 G.E.	550	6BC7 G.E.	1100	41	800	UF11	1450	ECH35	900
6BH6 G.E.	800	6SF5 G.E.	950	47	900	UF15	1300	ECL11	1750
6BH8 G.E.	1050	6SG7 G.E.	1050	50C5 G.E.	700	UF14	1300	ECL113	700
6BS7W G.E.	3050	6SV7 G.E.	1200	77	750	UF21	800	EF11	800
6BS8 G.E.	1300	6U8 G.E.	1000	117L7 G.E.	2550	UL11	1400	EF14	900
6BV8 G.E.	1050	7AU7 G.E.	900	117N7 G.E.	2400	UM85	700	EF15	1300
6BW8 G.E.	1150	7N7 G.E.	950	866A G.E.	2300	1805	700	EF22	800
6BW6 G.E.	700	8AU8 G.E.	1150	2051 G.E.	1200	R7200	600	EF43	750
6BX7	1250	8AW8 G.E.	1150	9004 G.E.	2400	EA50	1600	EF51	2700
6C10 G.E.	1100	8BQ5 G.E.	1100	9006 G.E.	1750				
6CA5 G.E.	800	8CM7 G.E.	900	KT88 G.E.	2300				

Le ordinazioni dovranno essere per un importo di valore non inferiore alle L. 5.000.

I prezzi suddetti avranno valore fino a fine settembre.

Le valvole americane contrassegnate con G.E. sono "General Electric".

Schema delle connessioni sul pannello frontale

Schema delle connessioni sulla parte inferiore del telaio di base

ATES ADVERTISING n. 14
RUFFOLO
® Marchio registrato - Trademark registered
NON GIOCATE
A MOSCA CIECA...
RCA
IL NOME PIU QUOTATO IN ELETTRONICA
Quando acquistate i tubi elettronici per il Vostro laboratorio di servizio Radio-TV, non giocate a mosca cieca! Sono i componenti più critici per il Vostro lavoro; sono la base del Vostro successo tecnico e commerciale. La scelta a caso di un tubo elettronico di qualunque marca può significare per Voi la perdita del Vostro prestigio professionale: se il tubo si guasta nuovamente dopo il Vostro intervento, il cliente Vi accuserà di un lavoro poco scrupoloso e non si servirà più di Voi.
Scegliete con sicurezza RCA, i tubi costruiti e collaudati anche in base alle esigenze del servizio Radio-TV, secondo un programma inteso al continuo miglioramento della qualità.
Richiedete i tubi RCA
presso il Vostro grossista o il Vostro negozio di fiducia
ATES
AZIENDE TECNICHE ELETTRONICHE DEL SUD S.p.A.